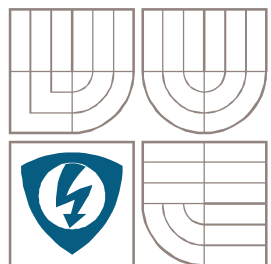


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND
COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

MODELOVÁNÍ PLANÁRNÍCH VAZEBNÍCH ČLENŮ
MODELLING OF PLANAR COUPLING CIRCUITS

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. Josef Valošek

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. Jaroslav Láčík, Ph.D.

BRNO, 2008

**LICENČNÍ SMLOUVA
POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO**

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Bc. Josef Valošek
Bytem: Kirovova 2304, Karviná - Mizerov, 73401
Narozen/a (datum a místo): 22. února 1984 v Havířově

(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
se sídlem Údolní 53, Brno, 602 00
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:
prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida, předseda rady oboru Elektronika a sdělovací technika
(dále jen „nabyvatel“)

Čl. 1

Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- ☐ disertační práce
- ☒ diplomová práce
- ☐ bakalářská práce
- ☐ jiná práce, jejíž druh je specifikován jako
(dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Modelování planárních vazebních členů

Vedoucí/ školitel VŠKP: Ing. Jaroslav Láčík, Ph.D.

Ústav: Ústav radioelektroniky

Datum obhajoby VŠKP: _____

VŠKP odevzdal autor nabyvateli*:

- ☒ v tištěné formě – počet exemplářů: 2
- ☒ v elektronické formě – počet exemplářů: 2

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.
3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.
4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

* hodící se zaškrtněte

Článek 2

Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
 - ☒ ihned po uzavření této smlouvy
 - ☐ 1 rok po uzavření této smlouvy
 - ☐ 3 roky po uzavření této smlouvy
 - ☐ 5 let po uzavření této smlouvy
 - ☐ 10 let po uzavření této smlouvy
(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

Článek 3

Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: 30. května 2008

.....
Nabyvatel

.....
Autor

Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá modelováním planárních vazebních členů, jmenovitě typem širokopásmových odbočnic a velmi širokopásmových odbočnic. Cílem této práce je analýza, syntéza, numerické modelování a realizace (jen vybrané typy) uvedených odbočnic. Všechny odbočnice pracují na středním kmitočtu $f_0 = 7$ GHz s vazebním útlumem $C = 3$ dB. Jako substrát je použit Arlon 25N a Arlon AD600. Pro numerické modelování je použit planární EM simulátor IE3D a obvodový simulátor v programu Ansoft Designer. Pro měření realizovaných širokopásmových odbočnic je použit vektorový analyzátor Agilent E8364B.

Abstract

This master's thesis deals with modelling of the planar coupling circuits, namely type of the wideband couplers and the ultra-wideband couplers. The purpose of this thesis is an analysis, a synthesis, a numerical modelling and a fabrication (only chosen types) of the presented couplers. All of the couplers works on medium frequency $f_0 = 7$ GHz with coupling $C = 3$ dB. Types of the substrate are Arlon 25N and Arlon AD600. EM simulator IE3D and circuit simulator in program Ansoft Designer are used for the numerical modelling. The realized wideband couplers were measuring by the vector analyzer Agilent E3864B.

Klíčová slova

Ansoft Designer, IE3D, mikropásková mezera, obvodový simulátor, optimalizace, planární EM simulace, širokopásmová odbočnice, velmi širokopásmová odbočnice, vazba, vazební útlum.

Keywords

Ansoft Designer, IE3D, microstrip gap, circuit simulator, optimization, planar EM simulation, wideband coupler, ultra-wideband coupler, coupling, coupling.

Bibliografická citace mé práce

VALOŠEK, J. *Modelování planárních vazebních členů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008. 62 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Jaroslav Láčík, Ph.D.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Modelování planárních vazebních členů jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 30. května 2008

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Jaroslavu Láčíkovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 30. května 2008

.....
podpis autora

OBSAH

Úvod.....	1
1. Základní vlastnosti vazebních členů.....	2
1.1. 3-portová struktura (T-junctions)	2
1.1.1. Rozdělovač napájení typu T-junction	3
1.1.1.1. Bezeztrátový dělič	3
1.1.1.2. Odporový dělič	4
1.1.2. Wilkinsonův rozdělovač napájení	5
1.2. 4-portová struktura (směrová odbočnice)	5
1.2.1. Směrová odbočnice	8
1.2.1.1. Kvadrurní hybrid	8
1.2.1.2. Směrová odbočnice z vazebního vedení	9
1.2.1.3. Langeova odbočnice	10
2. Mikropásková vedení.....	11
2.1. Nesymetrické mikropáskové vedení	11
2.1.1. Efektivní permitivita	12
2.1.2. Vlnová délka vedení.....	13
2.1.3. Určení rozměrů mikropáskového vedení	13
2.1.4. Nenulová tloušťka mikropásku	14
2.1.5. Disperze vidu kvazi-TEM	15
2.1.5.1. Kmitočtová korekce efektivní permitivity	15
2.1.5.2. Kmitočtová korekce efektivní šířky vedení	16
2.2. Mikropáskové vázané vedení	16
2.2.1. Analýza obvodu.....	16
3. Širokopásmové vazební odbočnice	21
3.1. Tříprstá Langeova odbočnice	21
3.1.1. Obvodový model klasické Langeovy odbočnice	21
3.1.2. Obvodový model tříprsté Langeovy odbočnice	24
3.2. Odbočnice eliptického tvaru.....	25
3.2.1. Výpočet parametrů eliptické odbočnice	29
3.3. Širokopásmová 3dB N-sekční odbočnice	31
4. Návrh širokopásmových odbočnic	34
4.1. IE3D	34
4.2. Ansoft Designer.....	35
4.3. Návrh tříprsté Langeovy odbočnice.....	36
4.4. Návrh eliptické odbočnice.....	39
4.4.1. Toleranční analýza	42

4.5.	Návrh širokopásmové 3dB N-sekční odbočnice	43
4.5.1.	Návrh 3-sekční odbočnice	44
4.5.2.	Návrh 2-sekční odbočnice	48
5.	Měření vybraných typů odbočnic	52
5.1.	Eliptická odbočnice	52
5.2.	3-sekční odbočnice	54
5.3.	2-sekční odbočnice	56
6.	Závěr.....	58
	Použitá literatura.....	60
	Seznam zkratk	61
	Příloha – fotky navržených směrových odbočnic.....	62
	1 – eliptická odbočnice.....	62
	2 – 3-sekční odbočnice	62
	3 – 2-sekční odbočnice	62

Úvod

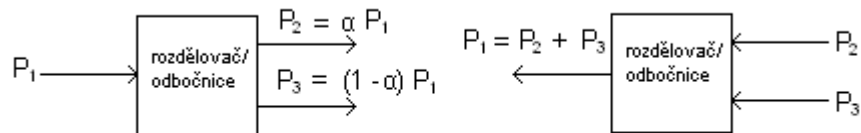
V této diplomové práci se zabývám různými typy směrových vazebních odbočnic. Tyto odbočnice spadají do kategorie pasivních obvodových prvků. Používají se k přenášení a rozdělení signálu z hlavní větve do vedlejších větví. Použití nacházejí jako rozdělovače signálu, sčítání nebo odečítání vstupních signálů. Setkáme se s nimi v různých aplikacích mikrovlnné techniky, v anténních soustavách, v radarových systémech apod.

V této práci se zaměřím na popis základních typů odbočnic a dále hlavně na speciální typy širokopásmových odbočnic. Hlavní náplní je popsat speciální typy odbočnic, vysvětlit jejich základní vlastnosti, postup návrhu, simulaci, realizaci a následné porovnání těchto širokopásmových odbočnic.

Všechny odbočnice jsou navrženy v planárním EM simulátoru programu IE3D od firmy Zeland a v obvodovém simulátoru programu Ansoft Designer. Celkem budou realizovány 3 odbočnice. Dvě se budou realizovat na substrátu Arlon 25N s relativní permitivitou substrátu $\epsilon_r = 3,28$, výškou substrátu $h = 0,78\text{mm}$ a činitelem dielektrických ztrát $\delta = 0,0025$. Jako druhý substrát se použije Arlon AD600 s relativní permitivitou $\epsilon_r = 6,15$, výškou substrátu $h = 1,6\text{mm}$ a činitelem dielektrických ztrát $\delta = 0,003$. Pro měření realizovaných širokopásmových odbočnic bude použit vektorový analyzátor Agilent E8364B.

1. Základní vlastnosti vazebních členů

Rozdělovače napětí a směrové odbočnice jsou pasivní mikrovlnné prvky, které se používají pro dělení vstupního napájení nebo naopak pro slučování [1] (**Obr. 1.**).



Obr. 1: Dělič a slučovač vstupního výkonu

Vlnovodové odbočnice a rozdělovače napájení zažily rozmach ve 40. letech minulého století. Od této doby se začaly používat různé druhy vlnovodových odbočnic. Například můžeme zmínit Betheovu odbočnici, Schwingerovu odbočnici, či vlnovod typu magic-T. Mezi léty 50 až 60 se začínají používat první typy mikropáskových vedení. Rostoucí používání planárních struktur mělo za následek objevení nových typů rozdělovačů a odbočnic, ať už Wilkinsonův rozdělovač nebo směrová odbočnice z vazebního vedení.

V této kapitole se blíže seznámíme se základními vlastnostmi 3-portové a 4-portové struktury. Dále si definujeme pojmy jako izolace, vazební útlum a směrovost.

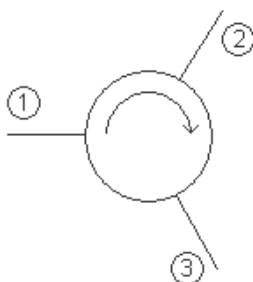
1.1. 3-portová struktura (T-junctions)

Základním typem rozdělovače napájení je T-junctions [1], [2]. Jedná se o 3-portovou strukturu, která má 2 vstupy a jeden výstup. Jestliže součást je pasivní a neobsahuje anisotropní materiál, pak reciproční a rozptylová matice $[S]$ musí být symetrická ($S_{ij} = S_{ji}$).

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{12} & 0 & S_{23} \\ S_{13} & S_{23} & 0 \end{pmatrix}. \quad (1.1)$$

Obvykle bychom chtěli bezetrátovou strukturu s přizpůsobenými všemi porty. Bohužel za takových podmínek není možné struktury realizovat. Abychom takový rozdělovač vyrobili, musíme rezignovat na možnost reciprocity, bezetrátovosti nebo přizpůsobení všech portů.

Pokud 3-portová struktura je nereciproční, jedná se o součástku známou jako cirkulátor. Ta obsahuje anisotropní materiál, většinou ferit. Cirkulátor (**Obr. 2.**) je typický tím, že rozvádí napájení pouze z portu 1 do 2, z portu 2 do portu 3 a z portu 3 do portu 1. Z toho vyplývá, že 3-portovou bezetrátovou a reciproční strukturu lze realizovat pouze tehdy, pokud jsou přizpůsobeny pouze 2 porty.



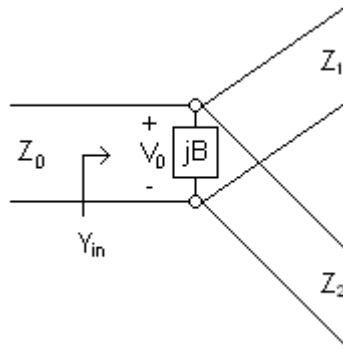
Obr. 2: Cirkulátor

1.1.1. Rozdělovač napájení typu T-junction

Rozdělovač napájení typu T-junction je obyčejná 3-portová struktura, která může být použita buď pro dělení napájení nebo naopak pro slučování napájení. Používá se v podobě vlnovodu nebo mikropáskového vedení.

1.1.1.1. *Bezeztrátový dělič*

Bezeztrátový dělič může být modelován jako spojnice tří přenosových vedení (**Obr. 3**). Neexistuje žádná izolace mezi výstupními porty a tyto porty mohou být navzájem zaměněny.



Obr. 3: Model bezztrátového děliče

Předpokládáme, že dělič má přizpůsobeny vstupní vodiče na charakteristickou impedanci Z_0 . Proto dostaneme:

$$Y_{in} = jB + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0}, \quad (1.11)$$

B je soustředěná imaginární složka admitance. Jestliže přenosová vedení jsou bezztrátová (nebo s nízkými ztrátami), je charakteristická impedance reálná. Dále předpokládáme $B = 0$, vzorec (1.11) se upraví do podoby (1.12). V praxi je však hodnota B nezanedbatelná.

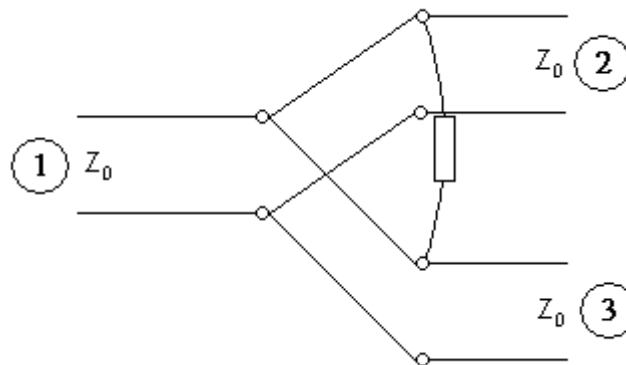
$$\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0}. \quad (1.12)$$

1.1.1.2. Odporový dělič

U odporového děliče platí, že 3-portová struktura obsahuje ztrátové prvky. Můžeme si to představit tak, že v obvodu jsou přidány odpory. Všechny porty jsou zakončeny charakteristickou impedancí Z_0 . Pokud je vstupní port přizpůsoben a struktura je symetrická, platí, že i výstupní porty jsou přizpůsobené. Výsledné napětí na výstupech je poloviční, než vstupní napětí. Z toho plyne, že celkový výkon na výstupu je také poloviční, než výkon vstupní. Vše nasvědčuje tomu, že polovina výkonu se ztratí na rezistorech.

1.1.2. Wilkinsonův rozdělovač napájení

Je tvořen dvěma čtvrt vlny dlouhými úseky vedení o charakteristické impedanci $\sqrt{2}Z_0$, kde Z_0 je impedance zdroje a zátěže (**Obr. 4**) [1], [3]. Tyto 2 úseky vedení rozdělují energii přiváděnou přívodním vedením na port 1. Na výstupu 2 a 3 je totožná polovina energie.



Obr. 4: Wilkinsonův dělič

Izolaci mezi portem 2 a 3 zlepšuje odpor o hodnotě $2Z_0$, pro vstupní signál se odpor neuplatní (leží na stejném potenciálu). Signál vstupující portem 2 se do portu 3 dostává dvěma cestami: přímo přes odpor R a přes oba úseky vedení, zapojené do kaskády. Tyto dva signály jsou na bráně 3 v protifázi a vzájemně se ruší.

1.2. 4-portová struktura (směrová odbočnice)

Rozptylová $[S]$ matice reciproční 4-portové struktury s přizpůsobenými porty:

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & 0 & S_{34} \\ S_{14} & S_{24} & S_{34} & 0 \end{pmatrix}. \quad (1.2)$$

Pro zjednodušení si můžeme zavést, že $S_{12} = S_{34} = \alpha$, $S_{13} = \beta e^{j\theta}$, $S_{24} = \beta e^{j\phi}$, kde α a β je reálná část fázové reference a θ a ϕ jsou fázové konstanty. Z toho můžeme odvodit

$$\phi + \theta = \pi \pm 2n\pi. \quad (1.3)$$

Z této rovnice lze odvodit 2 typy odbočnic:

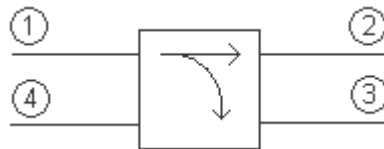
1. Symetrická odbočnice: $\phi = \theta = \pi/2$. Fáze je rovna hodnotě β .

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & \alpha & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{pmatrix}. \quad (1.4)$$

2. Nesymetrická odbočnice: $\phi = 0, \theta = \pi$. Fáze jsou otočené o 180° .

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & \alpha & \beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & -\beta \\ \beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & -\beta & \alpha & 0 \end{pmatrix}. \quad (1.5)$$

Principiální schéma směrové odbočnice je na **Obr. 5**.



Obr. 5: Směrová odbočnice

Signál vstupuje do odbočnice portem 1. Tento výkon je vázaný s vazebním portem 3 s vazebním útlumem $|S_{13}|^2 = \beta^2$. Zbývající výkon je rozdělen do portu 2 (průchozí port) s koeficientem $|S_{12}|^2 = \alpha^2 = 1 - \beta^2$. V ideální směrové odbočnici platí, že do portu 4 vstupuje nulový výkon. Tomuto portu se říká izolovaný port.

Vlastnosti odbočnic charakterizujeme několika parametry [1], [4]:

$$\text{Vazební útlum (Coupling)} = C = 10 \log \frac{P_1}{P_3} = -20 \log \beta \text{ dB} . (1.6)$$

$$\text{Směrovost (Directivity)} = D = 10 \log \frac{P_3}{P_4} = 20 \log \frac{\beta}{|S_{14}|} \text{ dB} . (1.7)$$

$$\text{Izolace (Isolation)} = I = 10 \log \frac{P_1}{P_4} = -20 \log |S_{14}| \text{ dB} . (1.8)$$

Vazební útlum určuje podíl vstupního výkonu, který je spjatý s výstupním portem. Směrovost udává směrové vlastnosti vedlejších bran. Veličiny I , D a C nejsou vzájemně nezávislé, neboť platí $I = D + C$. Ideální směrová odbočnice má nekonečnou směrovost a izolaci ($S_{14} = 0$).

Speciálním typem odbočnic jsou hybridní odbočnice, u kterých platí, že vazební útlum je roven hodnotě 3 dB. Dále platí, že $\alpha = \beta = 1/\sqrt{2}$. Máme dva typy. Kvadrurní hybrid má posunutou fázi mezi portem 2 a 3 o 90° ($\phi = \theta = \pi/2$). Matice $[S]$ má následující tvar:

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{pmatrix} . (1.9)$$

Magic-T hybrid nebo rat-race hybrid má fázi mezi porty 2 a 3 pootočenou o 180° . Matice $[S]$ má následující tvar:

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{pmatrix} . (1.10)$$

1.2.1. Směrová odbočnice

Jak jsem se zmínil výše, směrová odbočnice je 4-portová struktura. Výkon vstupující do portu 1 je směrován do portu 2 (průchozí port) a do portu 3 (vazební port), ale ne do portu 4 (izolovaný port). Podobně, pokud výkon vstupuje do portu 2, je vázán na porty 1 a 4, ale ne na port 3. Výkon, který prochází z portu 1 do portu 3, je udáván koeficientem C , vazebním útlumem. Únik výkonu do portu 4 je udáván koeficientem I , izolací. Další významný parametr je směrovost $D = I - C$. V ideálním případě je D a I nekonečné. Struktura je bezetrátová a má přizpůsobené všechny porty.

1.2.1.1. Kvadrurní hybrid

Kvadrurní hybrid je 3 dB směrová odbočnice s 90° posunutím fáze na výstupu. Tento typ se často vyrábí v mikropáskovém provedení. Výhoda tohoto provedení je v nenáročném a levném výrobě. Kvadrurní hybrid se často vytváří jako větvená struktura. Tato struktura má velký stupeň symetričnosti. Výstupní porty jsou vždy na opačné straně, než vstupní port a izolovaný port.

Díky tomu, že je struktura symetrická, lze při analýze tohoto obvodu rozdělit odbočnici na dvě samostatné větve. Díky tomu můžeme lehce vypočítat amplitudu vlny, která se objeví na portu této větvené struktury.

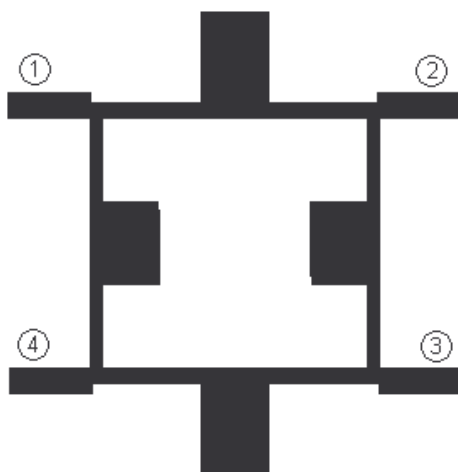
$$B_1 = 0 \text{ (přizpůsobený vstupní port 1),} \quad (1.13)$$

$$B_2 = -\frac{j}{\sqrt{2}} \text{ (poloviční výkon, otočená fáze o } -90^\circ \text{ vzhledem k 1),} \quad (1.14)$$

$$B_3 = -\frac{1}{\sqrt{2}} \text{ (poloviční výkon, otočená fáze o } -180^\circ \text{ vzhledem k 1),} \quad (1.15)$$

$$B_4 = 0 \text{ (nulový výkon).} \quad (1.16)$$

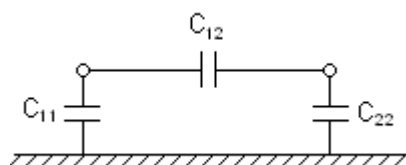
Šířka pásma u této struktury je omezena na zhruba 10 – 20%. Pokud chceme zvětšit tuto šířku, můžeme použít více děrovou směrovou odbočnici nebo použít kaskádní zapojení. Další možností je použít koplanární mikropáskovou větvenou odbočnici s použitím čtvercových bloků spojených pomocí T-struktury [5] (**Obr.6**). Předností této odbočnice je volnost návrhu uspořádání čtvercových bloků podle požadavku. Navíc v porovnání s klasický kvadrurní hybridem je šířka pásma asi 30-35%. Další výhodou je snadná výroba.



Obr.6: Symetrická T-struktura

1.2.1.2. Směrová odbočnice z vazebního vedení

Pokud dva nestíněné přenosové vedení jsou blízko sebe, může mezi nimi dojít k přenosu výkonu, díky elektromagnetickému poli každého vedení. Toto je základ směrových odbočnic z vazebního vedení. Vazební vedení obvykle pracuje v TEM módu, který je spjatý s mikropáskovým vedením. Pro lepší pochopení elektrických charakteristik vazebního vedení si můžeme vedení doplnit kapacitami (**Obr. 7.**), kde C_{12} reprezentuje kapacitu mezi dvěma vedeními, C_{11} a C_{22} zase kapacitu mezi vedením a zemnicí vrstvou. Pokud jsou mikropásky identické, pak platí, že $C_{11} = C_{22}$.



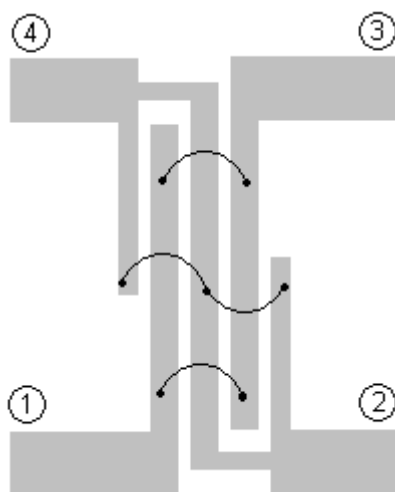
Obr. 7: Model vazebního vedení

Pokud je vazební vedení symetrické, můžeme pro jeho tvorbu použít normované grafy. Z těchto grafů se za použití charakteristických impedancí určí šířka mikropásku, jeho vzdálenost i tloušťka substrátu. U mikropáskového vedení se ale musí počítat s relativní permitivitou substrátu. Z toho důvodu je pro každé ϵ_r vytvořen jiný normovaný graf.

U jednoduchého vazebního vedení je šířka pásma rovna přibližně $\lambda/4$. Pokud požadujeme vyšší šířku pásma, můžeme použít vícečlankové vedení, které bude obsahovat N sekcí, kde každá bude dlouhá $\lambda/4$ na určitém středním kmitočtu.

1.2.1.3. Langeova odbočnice

Někdy je velice obtížné dosáhnout u vazebního vedení vazebního útlumu 3 dB nebo 6 dB. Jedna cesta, jak zvýšit vzájemnou vazbu mezi hranami vedení je jejich paralelní spojení (**Obr. 8.**).



Obr. 8: Langeova odbočnice

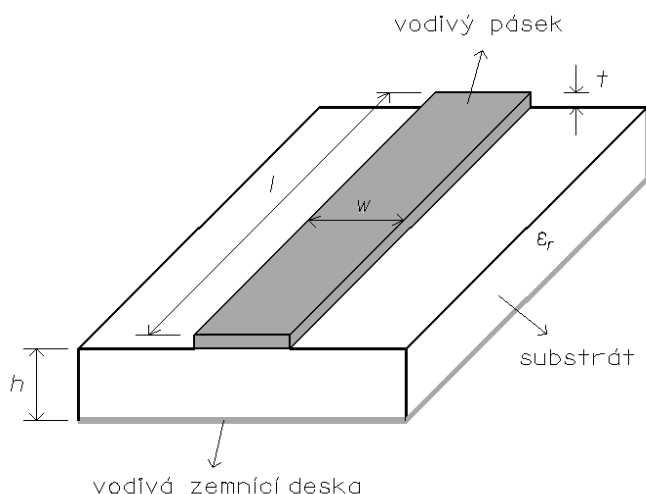
Takovým to spojením mezi vedením se dosáhne nejen nízkého vazebního útlumu, ale také větší šířky pásma. Navíc výstupní porty mají vůči sobě otočenou fázi o 90° , takže se jedná o kvadrurní hybrid. Hlavní velkou nevýhodou Langeovy odbočnice je velice úzké vedení a také velice obtížná výroba z důvodu překřížení propojovacích linek. V poslední době vzniká spousta nových typů Langeových odbočnic. Tyto odbočnice se odlišují použitím spojovacích drátků, šíří a počtem vazebního vedení.

2. Mikropásková vedení

Mikropásková vedení se vyrábějí nanesením kovového pásu na dielektrickou podložku (substrát). Pomocí mikropásku se vytváří různé motivy (obvody). V této kapitole se zaměřím na nesymetrické mikropáskové vedení a na mikropáskové vázané vedení.

2.1. Nesymetrické mikropáskové vedení

Mikropáskové vedení [1] (*Microstrip*) je základní typ pasivní hybridní mikrovlnné integrované struktury. Jedná se o vodivý pásek, který je nanesený na pevnou dielektrickou podložku – substrát (**Obr. 9**). Základními parametry jsou šířka w (*width*) mikropáskového vedení, délka l (*length*), tloušťka mikropásku t (*thickness*), výška substrátu h (*height*) a relativní permitivita dielektrika ϵ_r .



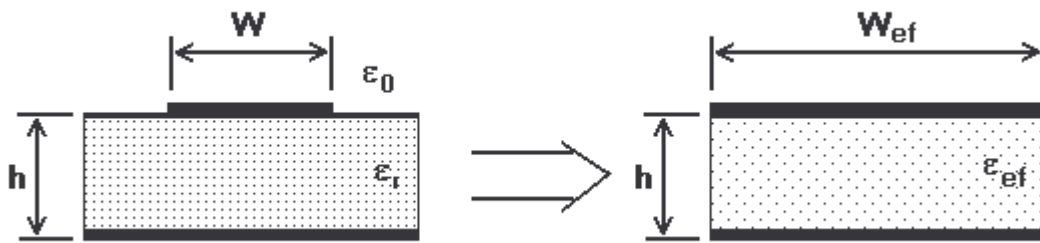
Obr. 9: Základní struktura mikropáskového vedení

Jelikož se pole mikropásku rozprostírá kolem dvou prostředí (vzduch a dielektrikum), vzniká příčná nehomogenost struktury a nemůže se šířit vlna TEM, která má pouze příčnou složku, která je závislá pouze na permitivitě ϵ_r a permeabilitě μ materiálu. Dále se neuplatní ani samotné vlny TE a TM. V poli mikropásku se šíří i podélné složky elektrického a magnetického pole, kde rychlost šíření závisí nejen na vlastnostech materiálu, ale i na vlastnostech mikropásku. Pokud příčná složka pole dominantního vidu kolem mikropáskového vedení bude podstatně menší než podélná složka, může být příčná složka

zanedbána a řeší se hybridní vlna HEM. Jelikož nelze analyticky řešit vlnu HEM, aproximujeme na nižších kmitočtech vlnu HEM vlnou kvazi-TEM [6]. Výhodou je jednoduché matematické zpracování a názorná a dobrá interpretovatelnost výsledků pro analýzu a syntézu.

2.1.1. Efektivní permitivita

Při použití kvazi-TEM aproximace nahradíme nehomogenní prostředí dielektrikum-vzduch dielektrickým materiálem s určitou efektivní permitivitou ϵ_{ef} (**Obr. 10**).



Obr. 10: Konformní transformace

Efektivní permitivity nesymetrického mikropáskového vedení nabývá pouze hodnot [6]

$$\frac{\epsilon_r + 1}{2} \leq \epsilon_{\text{ef}} \leq \epsilon_r. \quad (2.1)$$

Pro výpočet efektivní permitivity se používají různé modifikované postupy [6]. Jedna z možných aproximací je Wheelerova metoda výpočtu ϵ_{ef}

pro $w/h \leq 1$

$$\epsilon_{\text{ef}r} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{0,9}{\pi} \cdot \frac{\epsilon_r - 1}{\ln \frac{8h}{w}}, \quad (2.2)$$

pro $w/h \geq 1$

$$\epsilon_{\text{efr}} = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{\ln \left[6,28 \cdot \left(\frac{w}{2h} + 0,85 \right) \right]}{\frac{w}{h} + \frac{2}{\pi} \cdot \ln \left[17,08 \cdot \left(\frac{w}{2h} + 0,85 \right) \right]}. \quad (2.3)$$

Přesnost určení je větší jak 1%.

2.1.2. Vlnová délka vedení

Pokud známe efektivní permitivitu ϵ_{ef} , můžeme vypočítat délku vlny na vedení λ_g na nesymetrickém mikropáskovém vedení [6].

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{ef}}}} = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{ef}}}}, \quad (2.4)$$

kde λ_0 je délka vlny ve vakuu, f je pracovní kmitočet a c je rychlost šíření elektromagnetické vlny ($c \approx 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$). Při návrzích se často pracuje s půlvlnným nebo čtvrtvlnným mikropáskovým vedením.

2.1.3. Určení rozměrů mikropáskového vedení

Pokud známe relativní permitivitu substrátu ϵ_r a impedanci mikropásku Z_0 , můžeme vypočítat poměr šířky mikropásku k výšce substrátu $\frac{w}{h}$. K tomu použijeme Wheelerovy vztahy [6]

pro $w/h \geq 1$

$$\frac{w}{h} = \frac{120\pi}{Z_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r}} - \frac{2}{\pi} - \left(\frac{2}{\pi} - \frac{\epsilon_r - 1}{3,7\epsilon_r} \right) \cdot \ln \left(\frac{120\pi^2}{Z_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r}} - 1 + 1,84 \cdot \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r} \right), \quad (2.5)$$

a

pro $w/h \leq 1$

$$\frac{h}{w} = \frac{1}{4} \cdot \left(\frac{e^H}{2} - e^{-H} \right), \quad (2.6)$$

kde

$$H = \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} \cdot \frac{Z_0}{60} + \frac{0,9}{\pi} \cdot \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1}. \quad (2.7)$$

Z takto získaného poměru pak lekce vyjádříme potřebnou šířku mikropásku.

2.1.4. Nenulová tloušťka mikropásku

Pokud je tloušťka mikropásku menší jak 40 μm , tloušťka se většinou zanedbává. V opačném případě se nenulová hodnota t respektuje ekvivalentním rozšířením mikropásku z hodnoty w na hodnotu $w' = w + \Delta w$.

$$\text{pro } \frac{w}{h} \geq \frac{1}{2\pi}$$

$$\Delta w = 1,25 \cdot \frac{t}{\pi} \cdot \left(\ln \frac{2h}{t} + 1 \right), \quad (2.8)$$

$$\text{pro } \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi}$$

$$\Delta w = 1,25 \cdot \frac{t}{\pi} \cdot \left(\ln \frac{4\pi \cdot w}{t} + 1 \right). \quad (2.9)$$

Hodnota w' se pak dosazuje do všech vztahů místo w .

2.1.5. Disperze vidu kvazi-TEM

Na vyšších kmitočtech (6 – 8 GHz) se začíná uplatňovat disperze základní elektromagnetické vlny nesymetrického mikropáskového vedení [6]. Efektivní permitivita, délka vlny, impedance mikropásku a rozměry mikropásku jsou závislé na kmitočtu. Abychom respektovali disperzi vlny HEM, zavádí se disperzní modely, u kterých se aproximace kvazi-TEM rozšiřuje i na vyšší kmitočty. Zavádí se kmitočtově závislá (korigovaná) efektivní permitivita $\varepsilon_{\text{ef}}(f)$ a kmitočtově závislá (korigovaná) efektivní šířka vedení $w_{\text{ef}}(f)$.

2.1.5.1. Kmitočtová korekce efektivní permitivity

Přesným numerickým výpočtem a měřením se zjistilo, že s rostoucím kmitočtem mírně roste i efektivní permitivita. K tomuto jevu Getsinger odvodil tento vztah

$$\varepsilon_{\text{ef r}}(f) = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{\text{ef r}}(0)}{1 + G \cdot \left(\frac{f}{f_m^{\text{TE}_{10}}} \right)^2}, \quad (2.10)$$

kde ε_r je permitivita substrátu, $\varepsilon_{\text{ef}}(0)$ je vypočítaná hodnota permitivity na nízkých kmitočtech, f je pracovní kmitočet, G je empirický faktor a f_m^{TE} je kmitočet nejnižšího vlnovodového vidu.

$$G = 0,6 + 0,009 \cdot Z_0, \quad (2.11)$$

$$f_m^{\text{TE}_{10}} = \frac{Z_0}{2\mu_0 h}. \quad (2.12)$$

Po vypočítání efektivní permitivity závislé na kmitočtu $\varepsilon_{\text{ef}}(f)$ se tato hodnota použije do vztahů místo efektivní permitivity na nízkých kmitočtech ε_{ef} .

2.1.5.2. Kmitočtová korekce efektivní šířky vedení

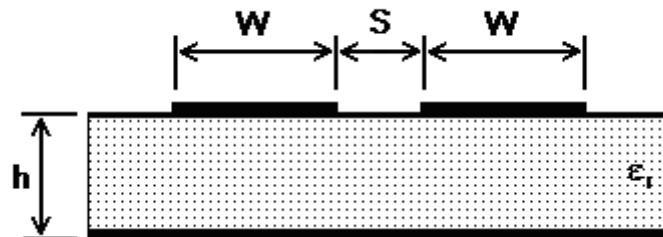
Přesným numerickým výpočtem a měřením se zjistilo, že s rostoucím kmitočtem mírně roste i impedance Z_0 , tím pádem se snižuje šířka mikropásku w . Byla proto zavedena kmitočtově závislá efektivní šířka vedení $w_{\text{ef}}(f)$

$$w_{\text{ef}}(f) = w + \frac{w_{\text{ef}}(0) - w}{1 + \left(\frac{f}{f_m^{\text{TE}_{10}}} \right)^2}, \quad (2.13)$$

kde w je šířka mikropásku na nízkých kmitočtech.

2.2. Mikropáskové vázané vedení

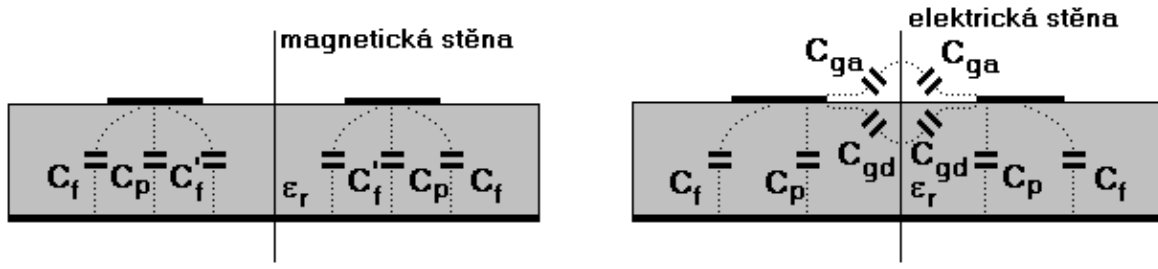
Mikropáskové vázané vedení (*MCP – Microstrip coupled line*) [6] je další druh pasivní hybridní mikrovlnné integrované struktury (**Obr.11**). Jedná se o systém 3 pásků, kde se šíří 2 dominantní vidy HEM, které lze na nízkých kmitočtech aproximovat videm kvazi-TEM. Jde o sudý (*even*) a lichý (*odd*) vid. Impedance sudého vidu se značí Z_{0e} , impedance lichého vidu potom Z_{0o} . Vzdálenost mezi mikropásků se značí písmenem s .



Obr. 11: Vázané mikropáskové vedení

2.2.1. Analýza obvodu

Pro určení impedancí a efektivní permitivity vidů se používají Garg a Bahlovy vztahy[6]. Tyto vztahy vycházejí ze statických kapacit sudého a lichého vidu (**Obr.12**). Výsledná kapacita je určena na jednotku délky každého mikropásku při obou rozložení pole.



Obr.12: Statické kapacity pro sudý a lichý vid

Sudý vid

$$C_e = C_p + C_f + C'_f, \quad (2.14)$$

lichý vid

$$C_o = C_p + C_f + C_{gd} + C_{ga}. \quad (2.15)$$

Kapacita C_p odpovídá kapacitě pod horním mikropáskem

$$C_p = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{w}{h}, \quad (2.16)$$

kde ε_0 je permitivita vakua ($\varepsilon_0 = 8,854187817 \cdot 10^{-12} \text{ F} \cdot \text{m}^{-1}$). Kapacita C_f odpovídá rozptylové kapacitě na vnější hraně mikropásku, což je polovina celkové kapacity samotného mikropásku

$$C_f = \frac{\sqrt{\varepsilon_{ef}}}{2c \cdot Z_v} - \frac{1}{2} \varepsilon_0 \varepsilon_r \cdot \frac{w}{h}, \quad (2.17)$$

C'_f je rozptylová kapacita na hraně mikropásku, která je ovlivněna přítomností druhého z dvojice vázaných pásků

$$C'_f = \frac{C_f}{1 + \frac{h}{s} \cdot e^{-A} \cdot \tanh \frac{10s}{h}} \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon_r}{\varepsilon_{efr}}}, \quad (2.18)$$

kde

$$A = \frac{1}{10} \cdot \exp\left(0,23 - 2,53 \cdot \frac{w}{h}\right), \quad (2.19)$$

kapacita C_{ga} je kapacita mezi horní plochou pásku a svislou elektrickou stěnou ve vzduchu. Toto odpovídá kapacitě štěrbiny koplanárního vedení se vzduchovým dielektrikem

$$C_{ga} = \varepsilon_0 \cdot \frac{K(k')}{K(k)}, \quad (2.20)$$

kde

$$k = \frac{s}{s + 2w}, \quad k' = \sqrt{1 - k^2}. \quad (2.21)$$

Hodnota $\frac{K(k')}{K(k)}$ je tzv. eliptický integrál, kde jeho aproximaci získáme zjednodušený tvar pro výpočet kapacity pro

$$0 \leq k^2 \leq 0,5$$

$$C_{ga} = \frac{\varepsilon_0}{\pi} \cdot \ln\left(2 \cdot \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}}\right) \quad (2.22)$$

a pro

$$0,5 \leq k^2 \leq 1$$

$$C_{ga} = \frac{\pi \cdot \varepsilon_0}{\ln\left(2 \cdot \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}}\right)}. \quad (2.23)$$

Kapacita C_{gd} je kapacita mezi dolní plochou pásku a svislou elektrickou stěnou v dielektriku

$$C_{gd} = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r}{\pi} \cdot \ln \cotgh \frac{\pi s}{4h} + 0,65 \cdot C_f \cdot \left[\frac{0,02}{\frac{s}{h}} \cdot \sqrt{\epsilon_r} + \left(1 - \frac{1}{\epsilon_r^2} \right) \right]. \quad (2.24)$$

Výsledná efektivní permitivita obvodu je dána

sudý vid

$$\epsilon_{\text{efre}} = \frac{C_e}{C_e(\epsilon_r = 1)}, \quad (2.25)$$

lichý vid

$$\epsilon_{\text{efro}} = \frac{C_o}{C_o(\epsilon_r = 1)}, \quad (2.26)$$

kde $C_e(\epsilon_r = 1)$ a $C_o(\epsilon_r = 1)$ jsou kapacity sudého a lichého vidu pro vzduchové dielektrikum.

Pro výpočet impedance vidů použijeme tyto vztahy

sudý vid

$$Z_{0e} = \frac{\sqrt{\epsilon_{\text{efre}}}}{c \cdot C_e}, \quad (2.27)$$

lichý vid

$$Z_{0e} = \frac{\sqrt{\epsilon_{\text{efre}}}}{c \cdot C_e}. \quad (2.28)$$

Chyba určení C_e a C_o je menší jak 3% pro $\varepsilon_r \geq 1$. Chyby Z_{ve} a Z_{vo} jsou menší jak 3% pro $0,2 \leq w/h \leq 2$, $0,05 \leq s/h \leq 2$ a $\varepsilon_r \geq 1$.

3. Širokopásmové vazební odbočnice

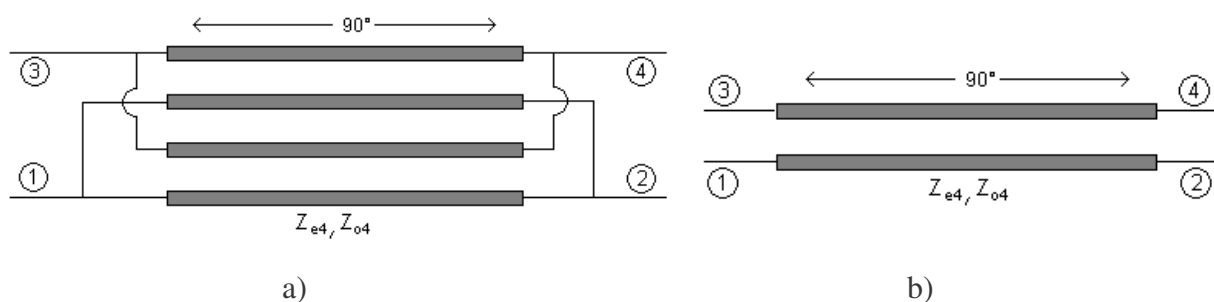
V různých aplikacích se vyžaduje použití širokopásmových vazebních odbočnic (vojenská technika, anténní soustavy, radarová technika), tzv. WB (*Wideband*), které mají pracovní rozsah v jednotkách gigahertzů. Některé aplikace potřebují mít větší rozsah kmitočtů. V tomto případě se používají ultra širokopásmové vazební odbočnice UWB (*Ultra-wideband*).

3.1. Tříprstá Langeova odbočnice

Speciální typ Langeovy odbočnice je tříprstá odbočnice [7]. Ta se liší od klasického typu počtem vázaných mikropáskových vedení a tím, že pro spojení dvou mikropásku se nepoužívá spojení pomocí drátků, ale pomocí prokovu skrz substrát a spojením v zemnicí vrstvě.

3.1.1. Obvodový model klasické Langeovy odbočnice

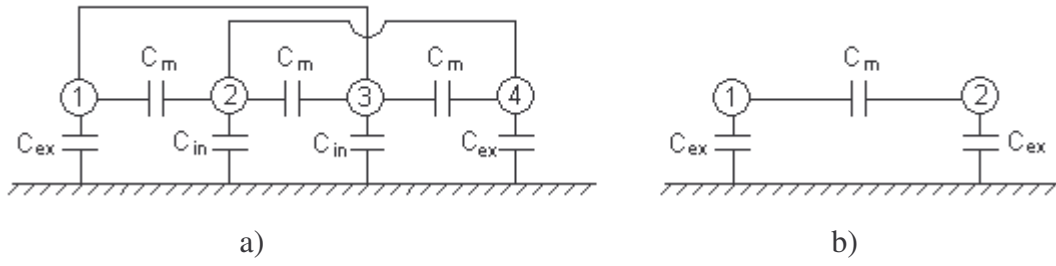
Langerovu odbočnici si můžeme převést na ekvivalentní obvodový model. Na **Obr.11a** je model čtyřvodičového vázaného obvodu. Za předpokladu, že každé vedení má vazbu pouze s nejbližším sousedním vedením a budeme ignorovat vzdálenější vazby, můžeme obvod převést na jednodušší dvouvodičové vázané vedení (**Obr. 13b**).



Obr. 13: Ekvivalentní obvodový model Langerovy odbočnice

a) čtyřvodičový vázaný obvod, b) dvouvodičový model

Takto můžeme získat charakteristickou impedanci sudého a lichého vidu Z_{e4} a Z_{o4} z hodnot Z_{0e} a Z_{0o} , charakteristických impedancí sudého a lichého vidu přilehlých párů vedení.



Obr. 14: Kapacitní model

a) kapacitní model čtyřvodičového vedení, b) kapacitní model dvouvodičového vedení

Kapacita mezi 2.a 3. vedením vzhledem k zemi je:

$$C_{in} = C_{ex} - \frac{C_{ex}C_m}{C_{ex} + C_m} . \quad (3.1)$$

Pro buzení sudého vidu jsou na **Obr. 14a** všechny kapacitory C_m na stejném potenciálu, tudíž je můžeme zanedbat. Celková kapacita vedení je pak dána:

$$C_{e4} = C_{ex} + C_{in} \quad (3.2)$$

Pro buzení lichého vidu je kapacita C_{o4} rovna:

$$C_{o4} = C_{ex} + C_{in} + 6C_m . \quad (3.3)$$

Charakteristické impedance sudého a lichého vidu jsou pak dány:

$$Z_{e4} = \frac{1}{v_p C_{e4}} , \quad (3.4)$$

$$Z_{o4} = \frac{1}{v_p C_{o4}} , \quad (3.5)$$

kde v_p je fázová rychlost šíření každého vedení.

Pro dvouvodičové vedení jsou kapacity sudého a lichého vidu takovéto:

$$C_e = C_{ex}, \quad (3.6)$$

$$C_o = C_{ex} + 2C_m. \quad (3.7)$$

Řešením rovnic (3.6) a (3.7), následným dosazením do (3.2) a (3.3), dostaneme kapacity sudého a lichého vidu pro čtyřvlonné vedení zjištěné z hodnot dvouvodičového.

$$C_{e4} = \frac{C_e(3C_e + C_o)}{C_e + C_o}, \quad (3.8)$$

$$C_{o4} = \frac{C_o(3C_o + C_e)}{C_e + C_o}. \quad (3.9)$$

Platí, že vazební útlum

$$C = \frac{Z_{e4} - Z_{o4}}{Z_{e4} + Z_{o4}} = \frac{3(Z_{0e}^2 - Z_{0o}^2)}{3(Z_{0e}^2 + Z_{0o}^2) + 2Z_{0e}Z_{0o}}, \quad (3.10)$$

pak lze vypočítat potřebnou charakteristickou impedanci sudého a lichého vidu v závislosti na vazebním útlumu a charakteristické impedanci Z_0 obvodu.

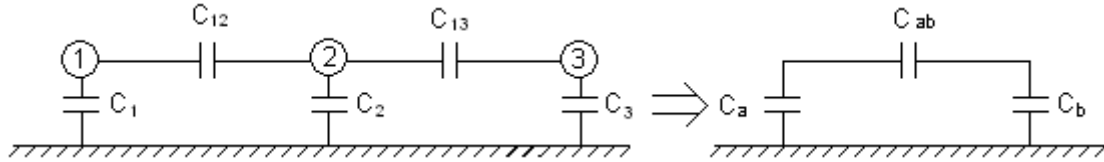
$$Z_{0e} = \frac{4C - 3 + \sqrt{9 - 8C^2}}{2C\sqrt{(1-C)/(1+C)}} Z_0, \quad (3.11)$$

$$Z_{0o} = \frac{4C + 3 - \sqrt{9 - 8C^2}}{2C\sqrt{(1+C)/(1-C)}} Z_0. \quad (3.12)$$

I když tyto výsledky vychází z aproximovaného dvouvodičového modelu, v praxi tyto výsledky zaručují dostatečnou přesnost pro návrh obvodu.

3.1.2. Obvodový model tříprsté Langeovy odbočnice

V této práci jsem se zaměřil na speciální typ Langeovy odbočnice [7]. Jedná se o trojvodičové vázané vedení, které není spojeno žádnými drátky, ale spoje jsou realizované mikropásky v zemnicí vrstvě za pomoci VIA průchodek. Tento typ odbočnice vykazuje dobrou širokopásmovost a s 90° fázovým posunutím na výstupu.



Obr. 15: Obvodový model tříprsté odbočnice

Vedení 1 a 3 je symetrické, takže mají stejné hodnoty kapacity. Tato úvaha se bude hodit ke snadnějšímu výpočtu impedancí mikropásků. Z **Obr. 15** je patrné, že celková kapacita C_b je rovna součtu kapacit C_1 a C_3 . A kapacita C_{ab} musí být rovna součtu kapacit C_{12} a C_{13} . Takto můžeme přetransformovat trojvodičové vedení na dvojvodičové [8].

$$C_1 + C_3 = C_b, \quad (3.13)$$

$$C_{12} + C_{23} = C_{ab}, \quad (3.14)$$

$$C_2 = C_a. \quad (3.15)$$

Mikropáskové vedení 1 a 3 je totožné, tudíž mají stejné admitance lichého a sudého vidu. Vzorec (3.17) a (3.18) obsahuje výpočet admitance sudého a lichého vidu 2. mikropásku.

$$Y_{0e}^{(1)} = Y_{0e}^{(3)} = \frac{\nu C_b}{2} = \frac{G_a - C\sqrt{G_a G_b}}{2\sqrt{1-C^2}}, \quad (3.16)$$

$$Y_{0o}^{(1)} = Y_{0o}^{(3)} = \nu C_{ab} + \frac{\nu C_b}{2} = \frac{G_a + C\sqrt{G_a G_b}}{2\sqrt{1-C^2}}, \quad (3.17)$$

$$Y_{0e}^{(2)} = \nu C_a = \frac{G_b - C\sqrt{G_a G_b}}{\sqrt{1 - C^2}}, \quad (3.18)$$

$$Y_{0o}^{(2)} = \nu C_{ab} + \nu C_a = \frac{G_b}{\sqrt{1 - C^2}}. \quad (3.19)$$

Hodnota C udává vazební útlum. V tomto případě vazební útlum $C = 3$ dB. G_a a G_b odpovídá vstupní vodivosti. Pokud je odbočnice přizpůsobená ($G_a = G_b$), můžeme vodivost G_a , G_b nahradit hodnotou vodivosti G_o , která odpovídá 20 mS.

$$Z_0 = 50\Omega \Rightarrow G_0 = 20mS \Rightarrow G_a = G_b = 20mS.$$

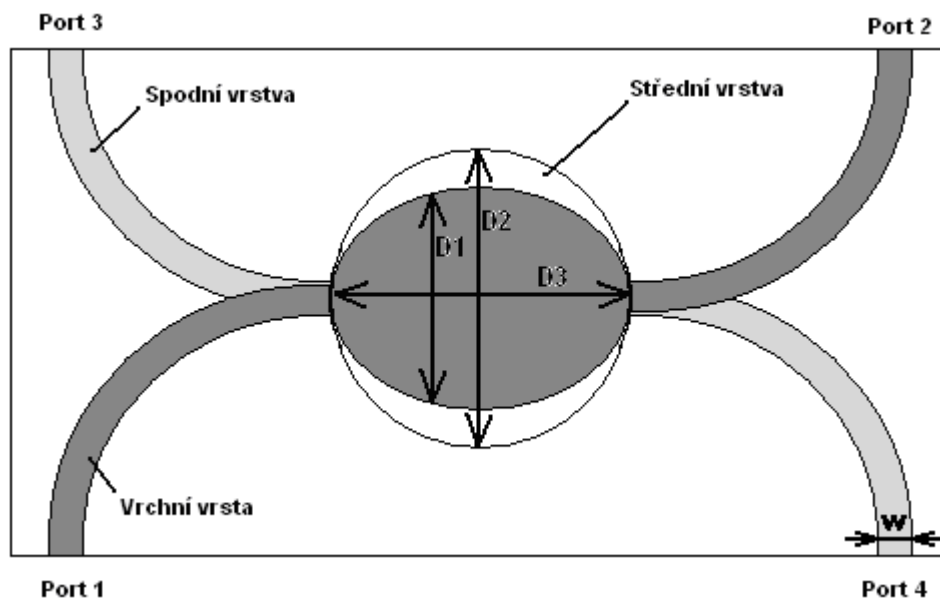
Po dosazení do rovnice (3.16) – (3.19) vychází admitance lichého a sudého vidu obou mikropásku takto

$$\begin{aligned} Y_{0e}^{(1)} &= Y_{0e}^{(3)} = 4,134mS \\ Y_{0o}^{(1)} &= Y_{0o}^{(3)} = 24,180mS \\ Y_{0e}^{(2)} &= 8,272mS \\ Y_{0o}^{(2)} &= 28,316mS \end{aligned}.$$

Z takto vypočítaných admitancí lze zjistit impedance jednotlivých mikropásku podle vztahu $Z = \frac{1}{\sqrt{Y_{0e} \cdot Y_{0o}}}$. Impedance mikropásku 1 a 3 je $Z_1 = Z_3 = 100,02 \Omega$. Impedance prostředního mikropásku je $Z_2 = 65,34 \Omega$.

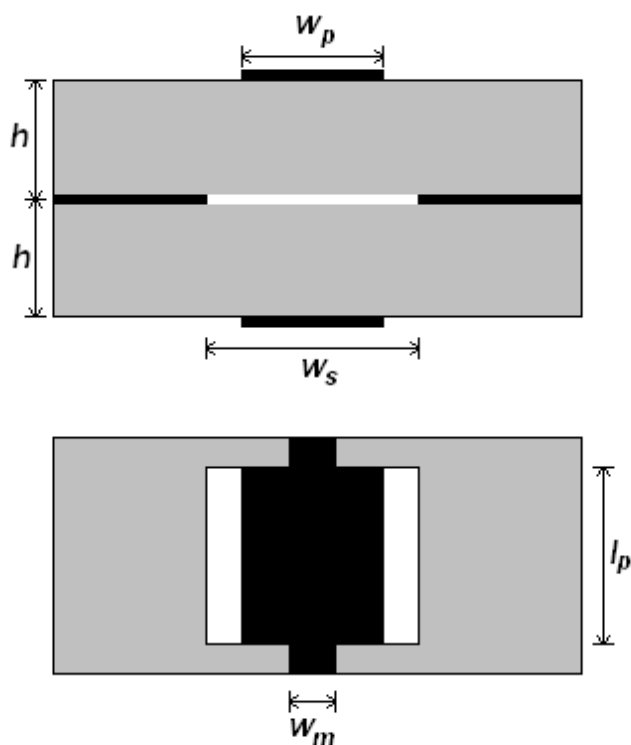
3.2. Odbočnice eliptického tvaru

Celkové uspořádání této UWB odbočnice je zobrazeno na **Obr. 14** [9]. Základ tvoří tři vrstvy, které jsou rozloženy na dvěma dielektrickými podložkami. Spodní a vrchní vrstva je totožná. Ve spodní vrstvě se nachází vstupní (1) a výstupní port (2), ve vrchní poté port vazební (3) a port izolovaný (4). Obě vrstvy jsou spojeny vazební štěrbinou, která se nachází v prostřední vrstvě.



Obr. 16: Širokopásmová eliptická odbočnice

V místě vazební štěrbiny se nachází mikropásek eliptického tvaru. Pro analýzu obvodu můžeme použít náhradní model (**Obr. 17**) [9], kde eliptický mikropásek nahradíme pravoúhlým mikropáskem o šířce w_p a délky l_p . Kruhovou štěrbinu můžeme nahradit pravoúhlou štěrbinou o šířce w_s a délky l_s ($l_p = l_s$).



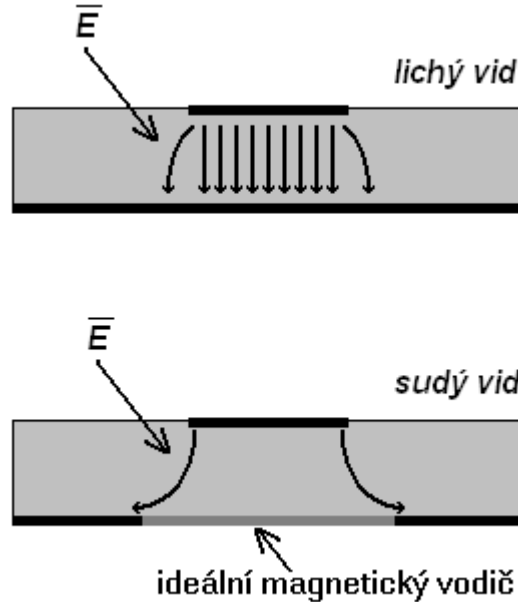
Obr. 17: Náhradní model eliptické odbočnice

Základním parametrem pro výpočet eliptické odbočnice jsou impedance sudého a lichého vidu Z_{0e} a Z_{0o} ,

$$Z_{0e} = Z_0 \cdot \left(\frac{1 + 10^{-\frac{C}{20}}}{1 - 10^{-\frac{C}{20}}} \right)^{0,5}, \quad (3.20)$$

$$Z_{0o} = Z_0 \cdot \left(\frac{1 - 10^{-\frac{C}{20}}}{1 + 10^{-\frac{C}{20}}} \right)^{0,5}. \quad (3.21)$$

kde Z_0 je charakteristická impedance odporů mikropásku odbočnice. C je požadovaná hodnota vazby. Před samotnou realizací se musí zvážit vliv lichého a sudého vidu na strukturu. Tyto vidy si lze zobrazit v modelu na **Obr. 18**.



Obr. 18: Elektrické pole lichého a sudého vidu

Pokud dojde k vybuzení lichého vidu, můžeme šterbinu nahradit ideálním elektrickým vodičem. Z vrchní části ekvivalentního obvodu se tak stává mikropáskové vedení s charakteristickou impedancí Z_{0o} . Šířku šterbiny w_p , která je charakterizovaná impedancí Z_{0o} ,

můžeme vypočítat standardními výpočty pro mikropásková vedení. Z **Obr. 18** je patrné, že největší koncentrace elektrického pole se nachází mezi vrchním vedením a spodní zemnicí vrstvou. Abychom dosáhli menšího okrajového efektu mezi vrchní a spodní vrstvou, použijeme šířku mikropásku w_p , která je větší než tloušťka substrátu h .

Jiné podmínky šíření vlny platí pro vybuzení sudého vidu. Pro tento mód platí, že se slot nahradí magnetickým vodičem v zemnicí vrstvě. To má za důsledek, že dojde k vychýlení elektrického pole. Vlna sudého vidu prochází dvěma protichůdnými štěrbinami. V konečné fázi to umožní přechod sudého vidu z mikropáskového portu do dvou protichůdných štěrbin skrz přechod, který je tvořen flíčkem (patchem) eliptické podoby a zemnicí vrstvou .

Při použití předchozích poznatků, lze impedanci sudého a lichého vidu vyjádřit takto [9]:

$$Z_{oe} = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \frac{K(k_1)}{K'(k_1)}, \quad (3.22)$$

$$Z_{oo} = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \frac{K'(k_2)}{K(k_2)}, \quad (3.23)$$

kde $K(k)$ je první eliptický integrál a $K'(k) = K(\sqrt{1-k^2})$.

Pro různé hodnoty vazebního útlumu C jsem spočítal pomocí vzorce (3.20) a (3.21) hodnoty sudého a lichého vidu Z_{oe} a Z_{oo} . Výsledné impedance jsou v **Tabulce 1**.

	hodnota pro C=3dB	hodnota pro C=6dB	hodnota pro C=10dB
Z_{oe}	120,5	86,7	69,4
Z_{oo}	20,7	28,8	36,0

Tabulka 1: Hodnoty impedancí pro různé velikosti vazby C

Parametry k_1 a k_2 lze vypočítat podle

$$k_1 = \sqrt{\frac{\sinh^2(\pi w_s / 4h)}{\sinh^2(\pi w_s / 4h) + \cosh^2(\pi w_p / 4h)}}, \quad (3.24)$$

$$k_2 = \tanh(\pi w_p / 4h), \quad (3.25)$$

kde h je tloušťka substrátu, w_p je šířka vrchního a spodního mikropáskového flíčku a w_s je šířka štěrby. Poměr eliptických integrálů lze aproximovat do následující podoby

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \begin{cases} \frac{2}{\pi} \ln \left(2 \sqrt{\frac{1+k}{1-k}} \right), & \text{pro } 0,707 \leq k \leq 1 \\ \frac{\pi}{2 \ln \left(2 \sqrt{\frac{1+\sqrt{1-k^2}}{1-\sqrt{1-k^2}}} \right)}, & \text{pro } 0 \leq k \leq 0,707 \end{cases} \quad (3.26)$$

Poslední částí je určení vazební délky. Délka štěrby l_p je stejná jako délka flíčku l_s . $l_s = l_p = \lambda_e / 4$, kde λ_e je efektivní vlnová délka mikropásku.

3.2.1. Výpočet parametrů eliptické odbočnice

Pokud známe hodnotu impedancí Z_{0e} a Z_{0o} , můžeme určit poměr eliptických integrálů (3.22) a (3.23) a odvodit hodnotu koeficientu k z postupu (3.26).

$$k = \begin{cases} \frac{e^{\frac{K \cdot \pi}{K'}} - 4}{4 + e^{\frac{K \cdot \pi}{K'}}} & \text{pro } 0,707 \leq k \leq 1 \\ \sqrt{1 - \frac{\left(\frac{e^{\frac{K' \cdot \pi}{K}}}{4} - 1\right)^2}{\left(\frac{e^{\frac{K' \cdot \pi}{K}}}{4} + 1\right)^2}} & \text{pro } 0 \leq k \leq 0,707 \end{cases} \quad (3.27)$$

Výslednou hodnotu koeficientu k určíme podle výše zadané podmínky. Pro každý typ vidu bude vycházet jiná hodnota k . Tyto koeficienty k_1 a k_2 pak uplatníme do vztahů (3.24) a (3.25), ze kterých si osamostatníme neznáme hodnoty šířky štěrbiny w_s a flíčku w_p

$$w_p = \frac{4h}{\pi} \cdot \operatorname{arctgh}(k_2), \quad (3.28)$$

$$w_s = \frac{4h}{\pi} \cdot \operatorname{arcsinh} \left(\frac{k_1^2 \cdot \cosh^2 \left(\frac{\pi \cdot w_p}{4h} \right)}{1 - k} \right). \quad (3.29)$$

Ze vzorců (3.28), (3.29) vypočítáme ekvivalentní parametry náhradního modelu (**Obr. 18**). Další část je výpočet rozměrů eliptického motivu a kruhové štěrbiny [9].

$$D_3 = \frac{\sqrt{l_p^2 + w_p^2} + l_p}{2}, \quad (3.30)$$

kde D_3 je velikost hlavní osy elipsy a l_p je čtvrtina efektivní vlnové délky λ_e . Velikost vedlejší osy elipsy D_1 a průměr štěrbiny D_2 se vypočítá podle vztahu (3.31) a (3.32)

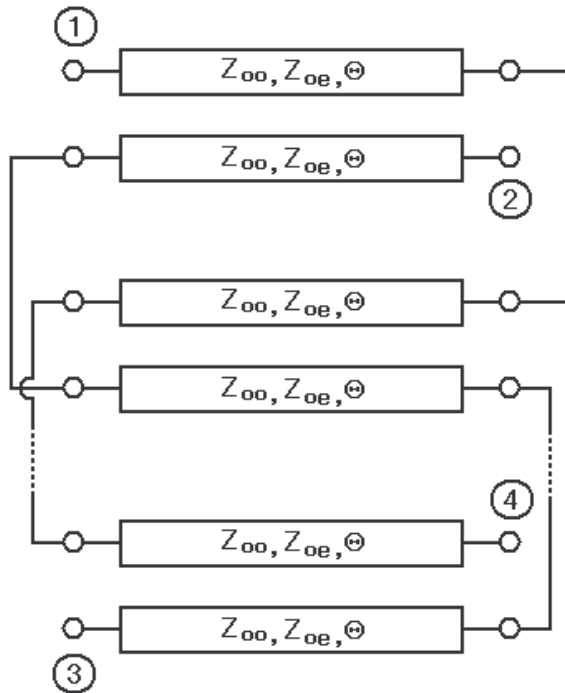
$$D_1 \approx \frac{1,273 \cdot (w_p \cdot l_p)}{D_3}, \quad (3.31)$$

$$D_2 \approx \frac{1,273 \cdot (w_s \cdot l_p)}{D_3}. \quad (3.32)$$

3.3. Širokopásmová 3dB N-sekční odbočnice

Tato 3dB širokopásmová odbočnice je tvořena N -sekcemi [10]. Výhodou této odbočnice je relativně jednoduchý návrh a realizace na jednovrstvý substrát. Nevýhodou je nutnost použití spojení mikropásku pomocí malých tenkých drátků.

Základní obvodový model je na **Obr. 19**. Z něj je patrné, že pro návrh budeme vycházet z výpočtu parametrů vázaného mikropáskového vedení, když známe impedanci sudého a lichého vidu Z_{0e} a Z_{0o} a elektrické délky $\theta = 90^\circ$.



Obr. 19: Náhradní model N -sekční odbočnice

U této struktury se vychází z toho, že celkový vazební útlum je $C = 3\text{dB}$. Celkový vazební útlum se skládá z vazebních útlumů C_e každé sekce.

$$C_e = 20 \cdot \log(k), \quad (3.33)$$

$$k = \sin(\phi), \quad (3.34)$$

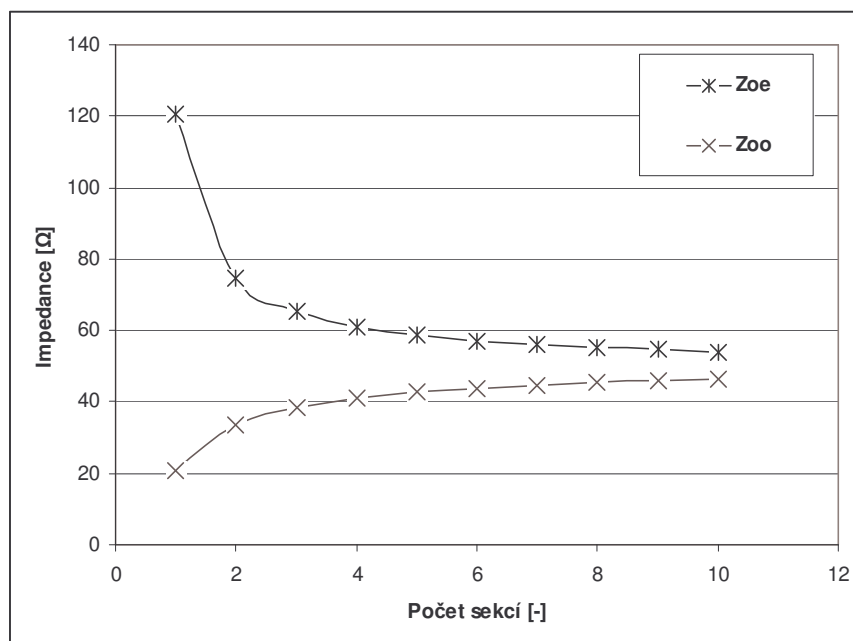
$$\phi = \frac{\pi}{4N}. \quad (3.35)$$

Ze vzorců (3.33) až (3.35) je vidět závislost vazebního útlumu C_e na množství sekcí N . Čím je větší počet sekcí, tím je hodnota C_e menší. Pro výpočet rozměrů vazebních mikropáskových vedení je potřeba znát hodnotu impedancí lichého a sudého vidu

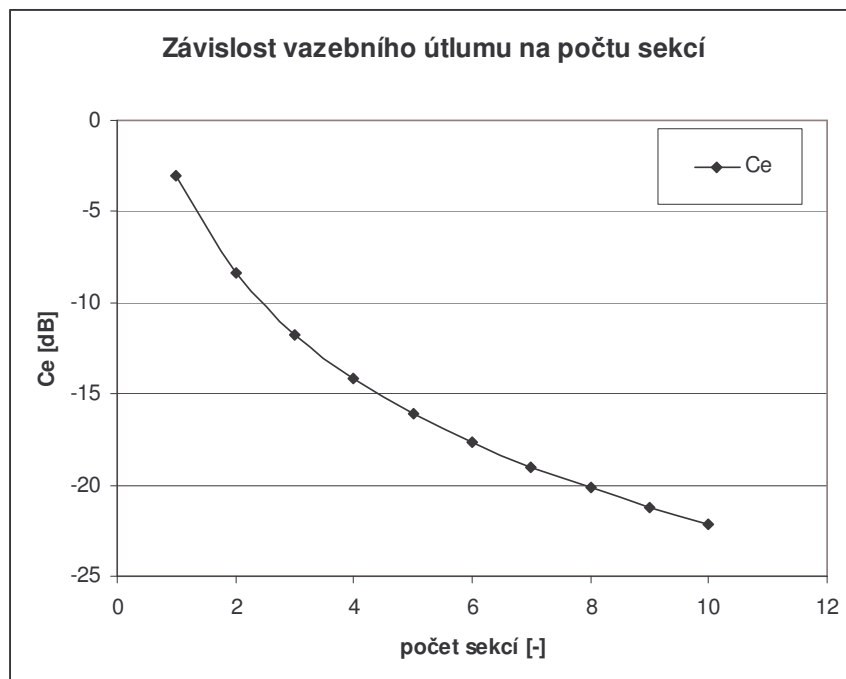
$$Z_{oo} = Z_0 \cdot \frac{1 + \sin(\phi)}{\cos(\phi)}, \quad (3.36)$$

$$Z_{oe} = Z_0 \cdot \frac{1 - \sin(\phi)}{\cos(\phi)}. \quad (3.37)$$

Hodnoty impedance vidů pro různý počet sekcí jsou naznačeny v **Obr. 20** [10]. Závislost vazebního útlumu na počtu sekcí je v **Obr 21**.



Obr 20: Závislost hodnot impedance Z_{0o} a Z_{0e} na počet sekcí



Obr. 21: Závislost útlumu C_e na počtu sekcí N

4. Návrh širokopásmových odbočnic

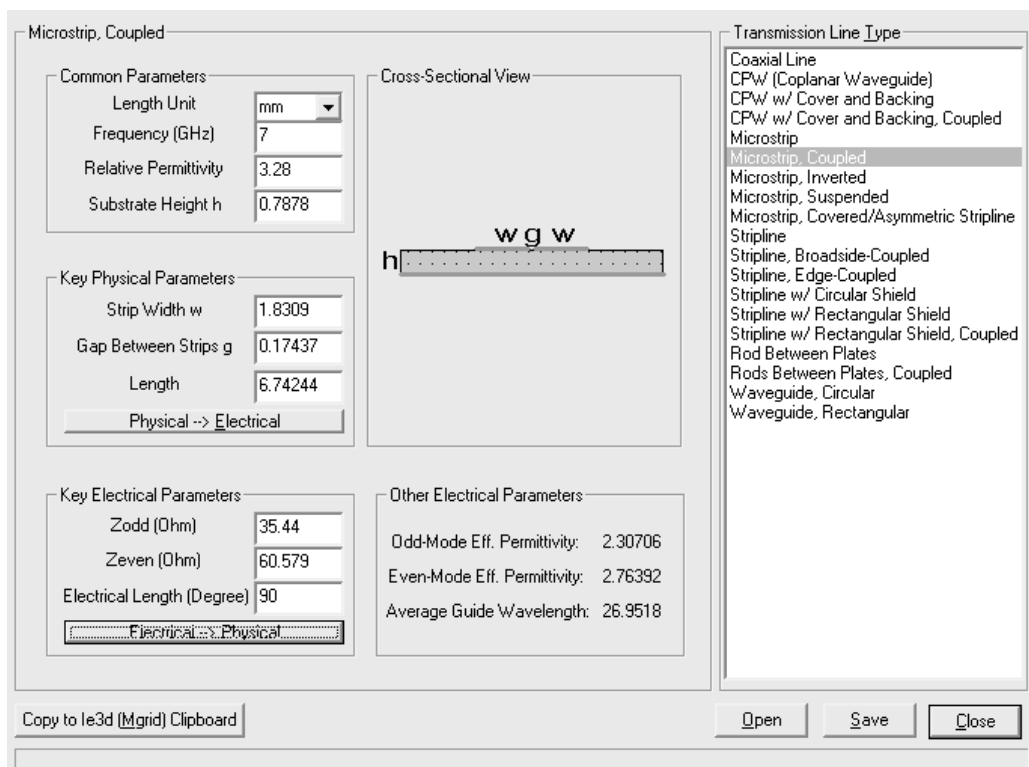
Celkem jsem realizoval 3 odbočnice. Eliptická a 3-sekční odbočnice jsou navrženy a realizovány na Arlon 25N s relativní permitivitou substrátu $\epsilon_r = 3,28$, výškou substrátu $h = 0,78\text{mm}$ a činitelem dielektrických ztrát $\delta = 0,0025$. Poslední odbočnicí je 2-sekční odbočnice, která je navržena na substrátu Arlon AD600 s $\epsilon_r = 6,15$, $\delta = 0,003$ a $h = 1,6\text{ mm}$. Pro návrh byl použit program IE3D a program Ansoft Designer.

4.1. IE3D

Program IE3D od firmy Zeland [11] je simulátor elektromagnetického pole. Výpočty struktur probíhají momentovou metodou. Tento program se často používá pro návrh planárních mikrovlnných obvodů a antén.

Pro návrh struktur se používá modul *MGrid*. Tento modul dovoluje návrh všech tvarů v rovině 2D. Při kreslení motivů si lze vybírat různé nadefinované vrstvy substrátů. Také je možnost tyto vrstvy propojovat VIA průchodkami. Při návrhu je možné využít různé typy portů (*Advanced extension, Extension for MMIC, Vertical localized*).

V této práci jsem využíval také modul *LineGuage*, který dokáže ze zadaných hodnot substrátu a ze zadané hodnoty frekvence spočítat šířku a délku mikropásku, vázaného mikropáskového vedení, štěrbin a dalších typů vedení používaných v mikrovlnné technice. Dále určí hodnotu efektivní relativní permitivity ϵ_{ef} a vlnovou délku λ . Při výpočtu tento modul používá až 400 iteračních kroků. Na **Obr.22** je ukázán způsob výpočtu mikropáskového vázaného vedení. Součástí výsledků jsou i efektivní relativní permitivity lichého a sudého vidu.



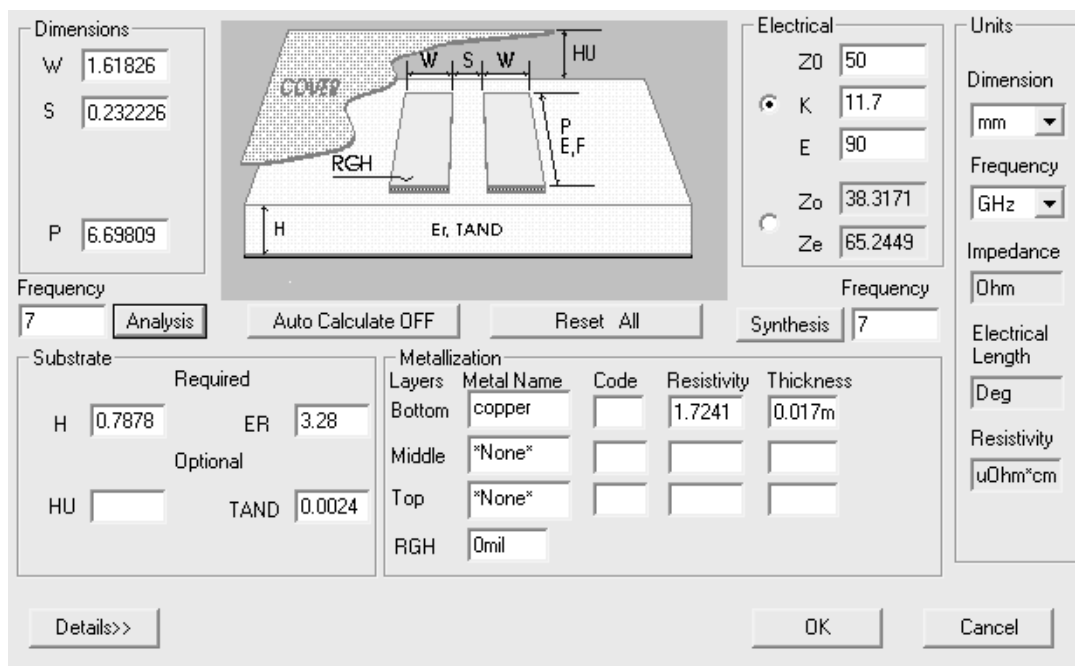
Obr. 22: Modul LineGuage

4.2. Ansoft Designer

Program Ansoft Designer [12] je další ze simulátoru. Skládá se z několika částí. První část je *EM simulator*, který pracuje stejně jako IE3D s momentovou metodou. Prostředí *EM simulátoru* nedokážeme nakreslit některé druhy polygonů, jako například elipsu, meandry apod.

Jako další součástí programu Ansoft je obvodový simulátor (*circuit simulator*). V tomto simulátoru lze skládat obvody za pomoci knihovny součástí. Tyto knihovny obsahují jak SMD prvky, tak i mikropáskové struktury. Příklad struktury navržené pomocí Circuit simulatoru je na **Obr. 30**.

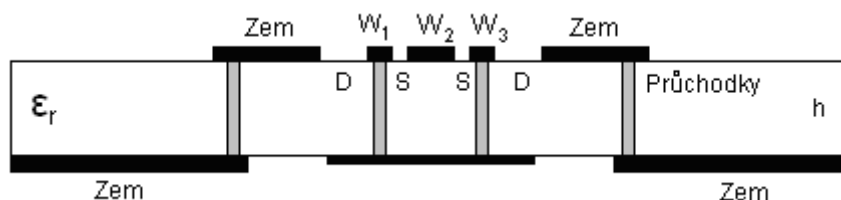
Součástí obvodového simulátoru je také modul *TRL* (**Obr.23**), který stejně jako modul *LineGuage* počítá rozměry mikropásku a vázaných mikropáskových vedení.



Obr. 23: Modul TRL pro výpočet mikropáskového vedení

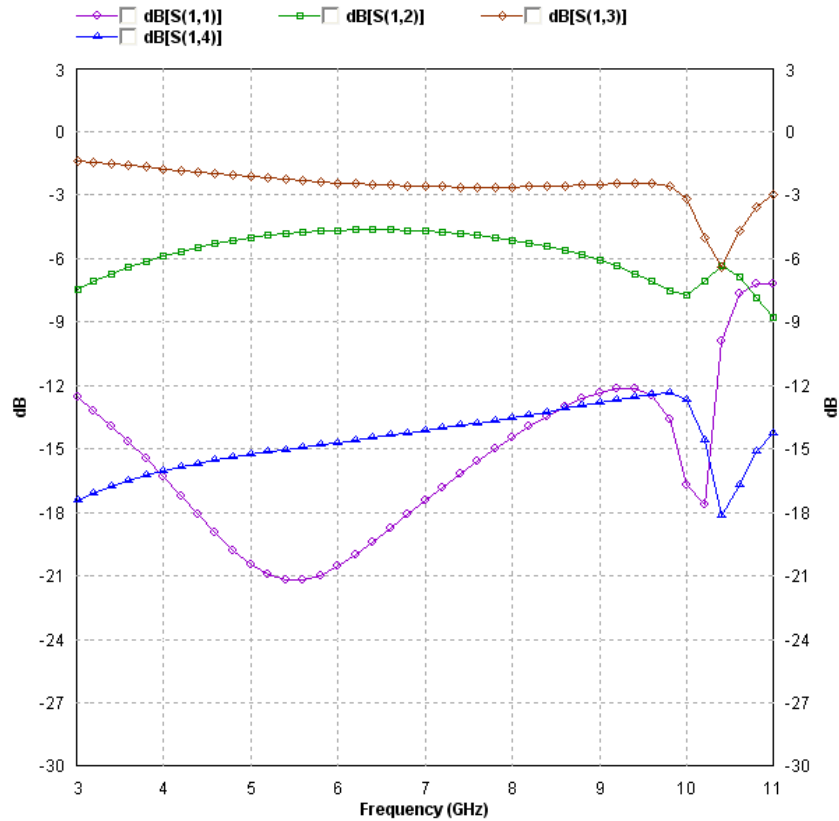
4.3. Návrh tříprsté Langerovy odbočnice

Pracovní kmitočet navržené tříprstá Langerovy odbočnice jsem zvolil $f_c = 7$ GHz. Vazební útlum $C = 3$ dB.



Obr. 24: Průřez 3dB kvadrurní odbočnicí

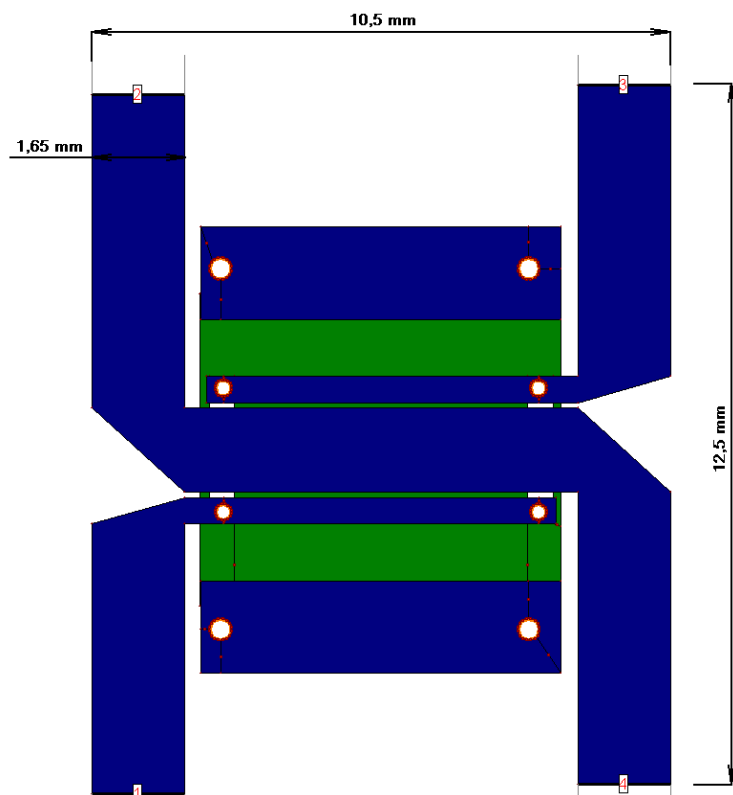
V kapitole 3.1.2. bylo řečeno, že velikosti impedancí mikropásku pro různé substráty jsou vždy stejné. Jejich hodnota je $Z_2 = 65,34 \Omega$ a $Z_1 = Z_3 = 100,02 \Omega$. Z impedancí jednotlivých mikropásků se odvodí rozměry struktury. Jelikož se jedná o asymetrické koplanární vedení, použil jsem program IE3D pro zjištění šířky mikropásku. Ze zadaných velikostí impedancí Z_1 , Z_2 , Z_3 jsem pomocí možnosti optimalizace zjistil tyto hodnoty koplanárního vedení: $D = 0,56$ mm, $W_2 = 1,5$ mm, $W_1 = W_3 = 0,48$ mm, $S = 0,1$ mm. Pro kmitočet 7 GHz vychází délka vazebního vedení $l = 6,5$ mm. Na **Obr.25** je průběh S parametru pro takto zvolené rozměry.



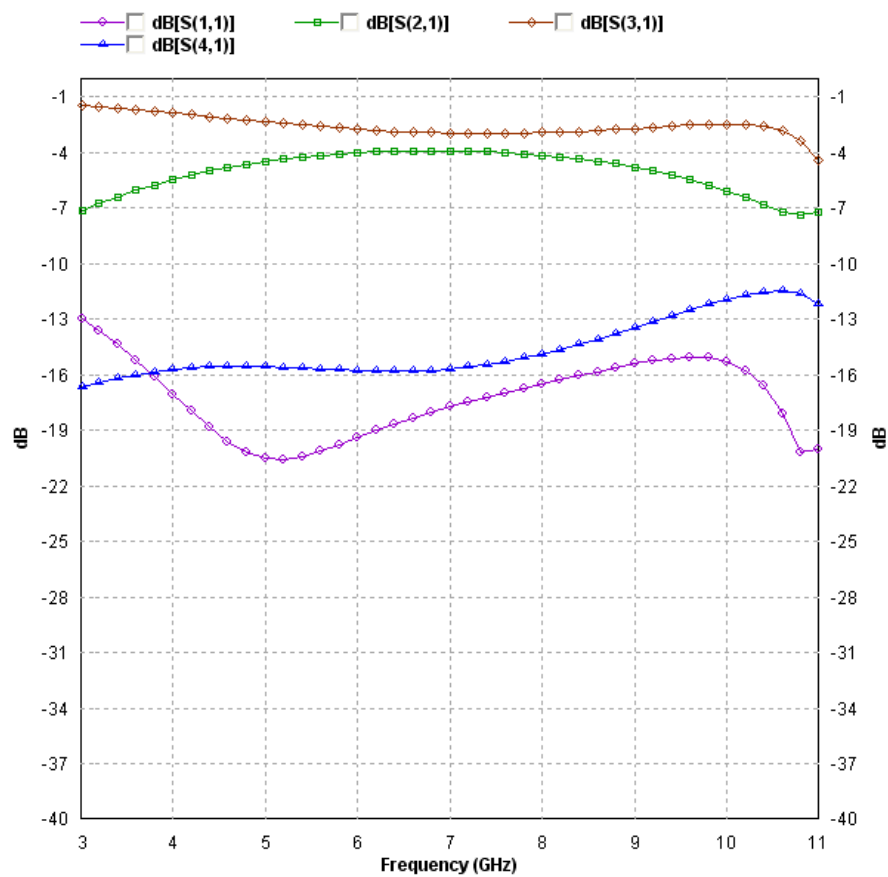
Obr.25: S parametry soustavy

Z **Obr. 25** vidíme, že vazební útlum neodpovídá hodnotě 3 dB, proto jsem použil možnost optimalizace celé soustavy. Zaměřil jsem se na změnu šířky mikropásku W_1 a W_2 , na velikost mezery D mezi 1. (3.) mikropáskem a uzemněným mikropáskovým vodičem. Dále jsem se zaměřil na polohu všech prokůvů a na délku vazebního vedení l .

Výsledné hodnoty soustavy jsou $D = 1$ mm, $W_1 = 1,5$ mm, $W_2 = W_3 = 0,47$ mm, $S = 0,1$ mm, $l = 6,23$ mm. Šířka napáječe $w = 1,65$ mm. Výsledný útlum je 3,9 dB na frekvenci 7 GHz. Průchozí útlum je 3 dB. Použité pásmo je od 6 – 8 GHz.



Obr. 26: Výsledná podoba Langeovy odbočnice

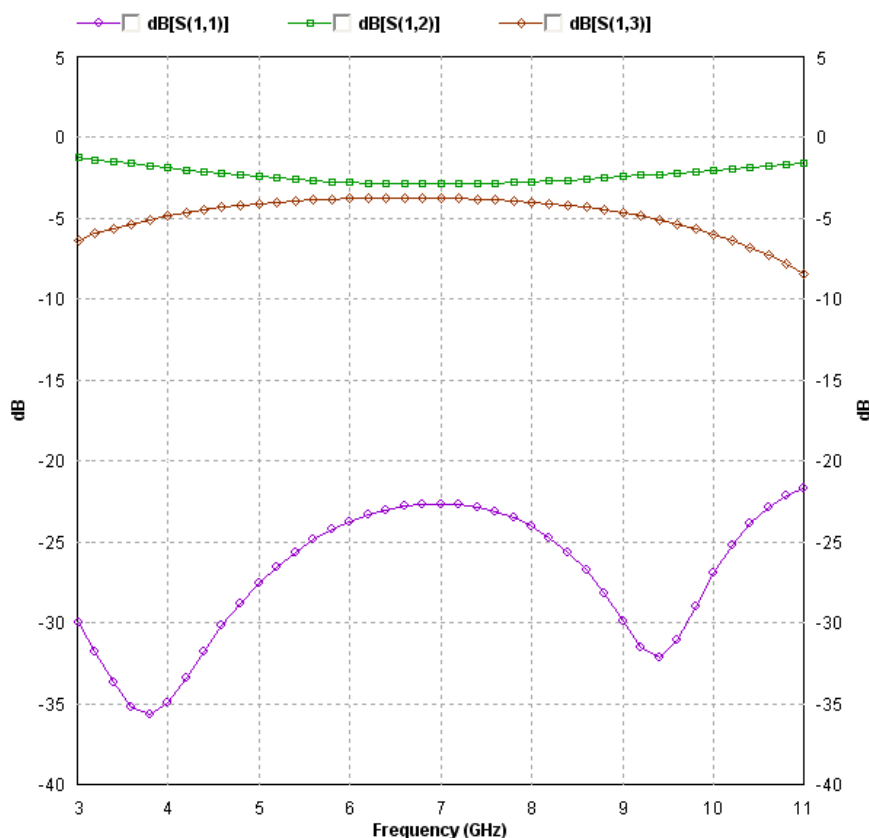


Obr.27: Výsledné S parametry

4.4. Návrh eliptické odbočnice

Eliptická odbočnice je navržena na kmitočet $f_0 = 7$ GHz. Vazební útlum je zvolen $C = 3$ dB. Jako materiál jsem použil Arlon 25N.

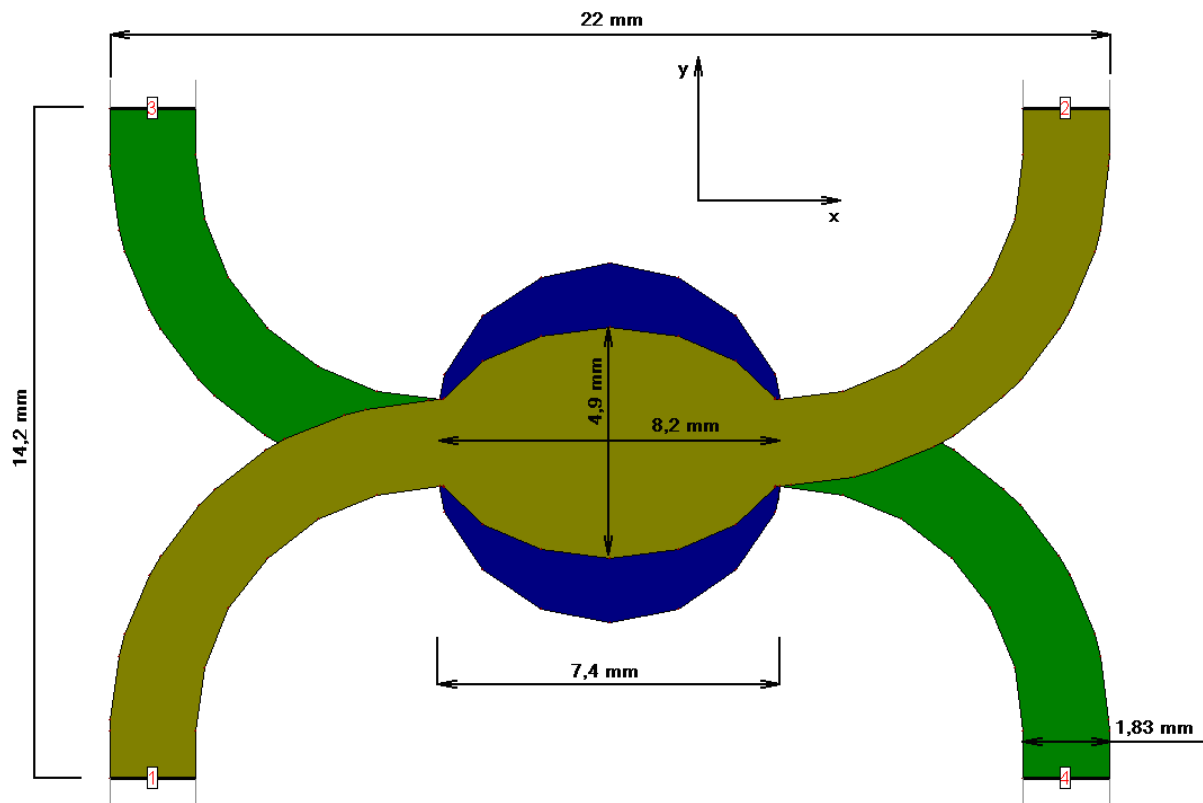
Za pomoci postupu uvedeného v kapitole 3.2 se vypočítaly hodnoty w_s , w_p a l_p náhradního modelu. Pro hodnotu $C = 3$ dB, tloušťky $h = 0,7878$ mm jsou výsledné hodnoty $w_s = 8,77$ mm, $w_p = 7,1$ mm, $l_p = 6,81$ mm. Těmto hodnotám odpovídá $D_1 = 7,4$ mm, $D_2 = 9,14$ mm, $D_3 = 8,32$ mm. Šířka napájecího mikropásku mikropásku se vypočítá podle kapitoly 2.1. Já jsem zvolil výpočet pomocí programu *LineGauge*. Pro impedanci $Z_0 = 50 \Omega$ je šířka mikropásku rovna $w = 1,83$ mm.



Obr. 28: Výsledné S parametry 3dB odbočnice

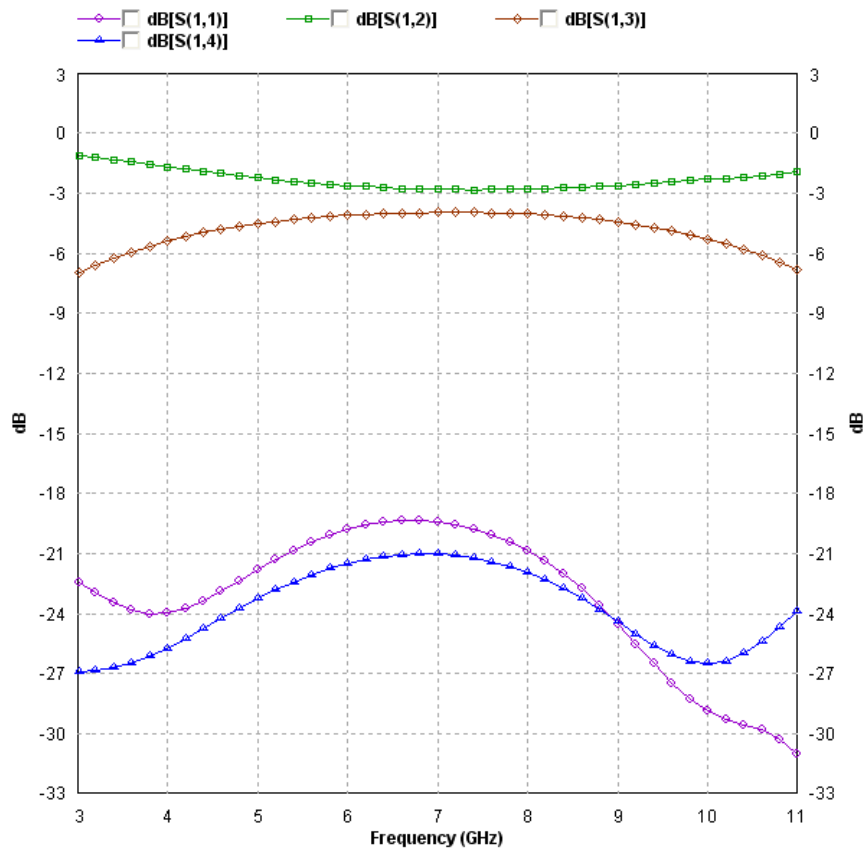
Při simulaci a následné optimalizaci se nepodařilo docílit požadované velikosti vazby $C = 3$ dB. Nejvyšší hodnota C byla zjištěna $-3,65$ dB (**Obr. 28**). Z tohoto důvodu jsem se rozhodl navrhnout odbočnici s vazebním útlumem 4 dB.

Pro vyladění obvodu na požadované parametry jsem použil možnost optimalizace. Zaměřil jsem se na změnu parametrů D_i . Výsledné rozměry jsou tyto: $D_1 = 4,9$ mm, $D_2 = 7,4$ mm, $D_3 = 8,2$ mm. Jako napáječe se zvolily mikropásky kruhového tvaru, aby nedocházelo k nechtěnému ovlivňování vazby (**Obr. 29**). Šířka vstupních mikropásky zůstala zachována na hodnotě $w = 1,83$ mm.

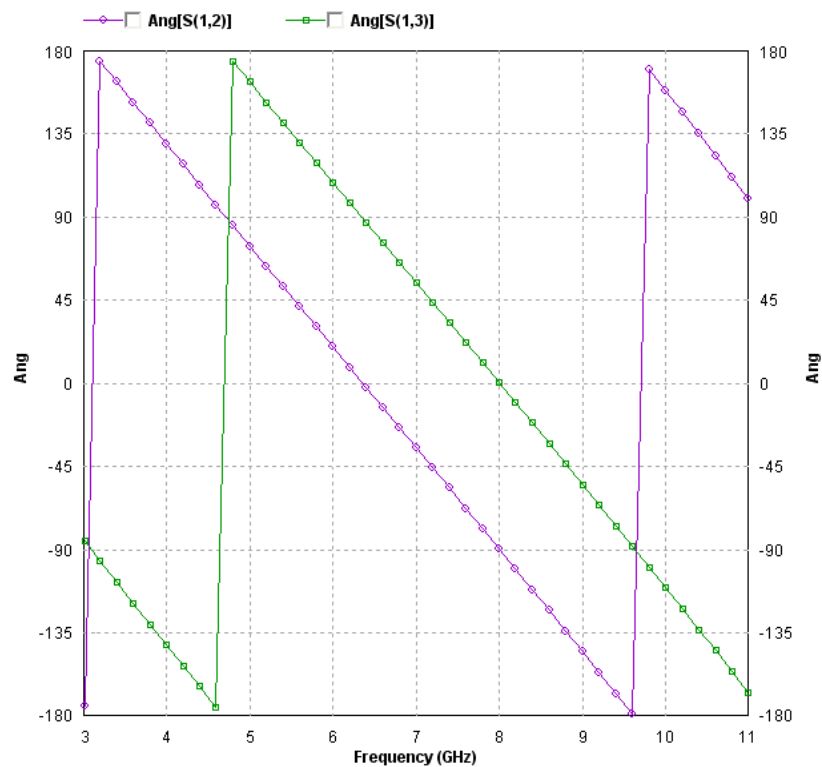


Obr. 29: Eliptická odbočnice

Ze simulace (**Obr. 30**) je patrné, že vazba $4 \pm 0,5$ dB je v rozmezí kmitočtu 5 – 9 GHz. Izolace je lepší jak 21 dB a činitel odrazu na vstupu je lepší jak 19 dB. Na **Obr. 31**, je vidět fázový posun, který odpovídá 90° .



Obr. 30: Výsledné S parametry odbočnice

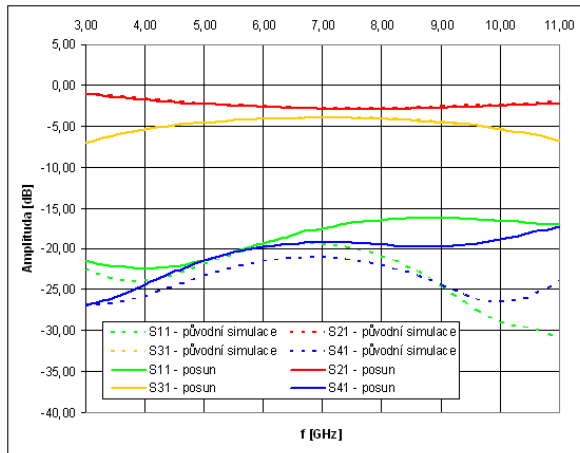


Obr. 31: Průběh fáze na bráně 2 a 3

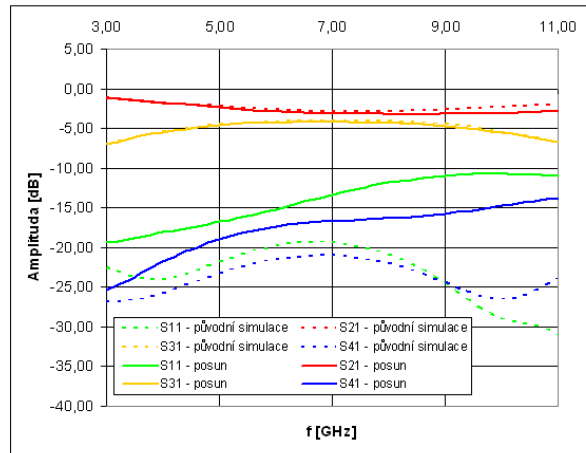
4.4.1. Toleranční analýza

Jelikož se tato struktura skládá ze dvou substrátů, které jsou k sobě přitisknuty, je kladen důraz na přesnost celého zkompletování soustavy. V IE3D jsem proto simuloval různé typy posunu substrátu vůči své správné poloze.

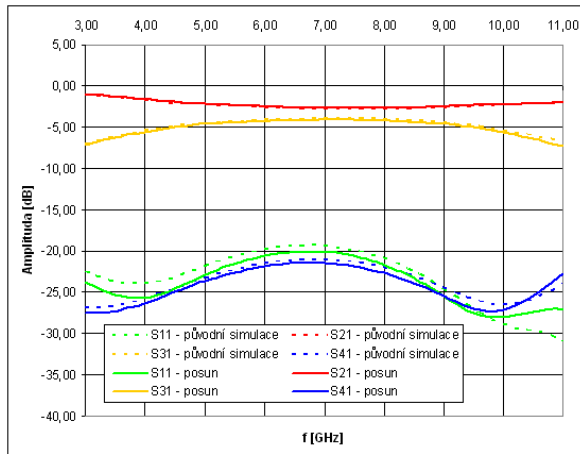
Posun jsem provedl v kladném směru osy x a y o hodnotu 0,5 a 1 mm (**Obr. 29**). Výsledky jsou zobrazeny v **Obr. 32**. Pro srovnání graf obsahuje i původní hodnoty simulace.



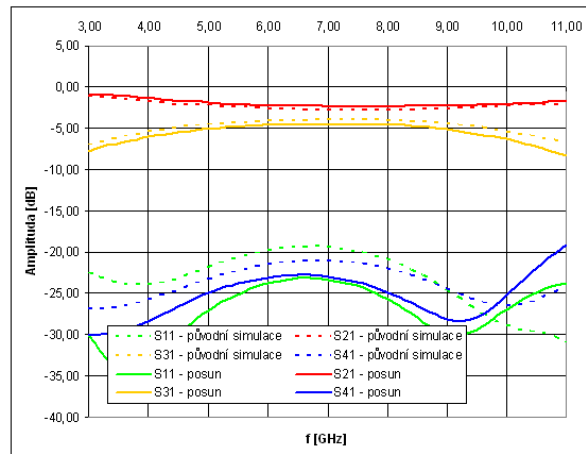
a)



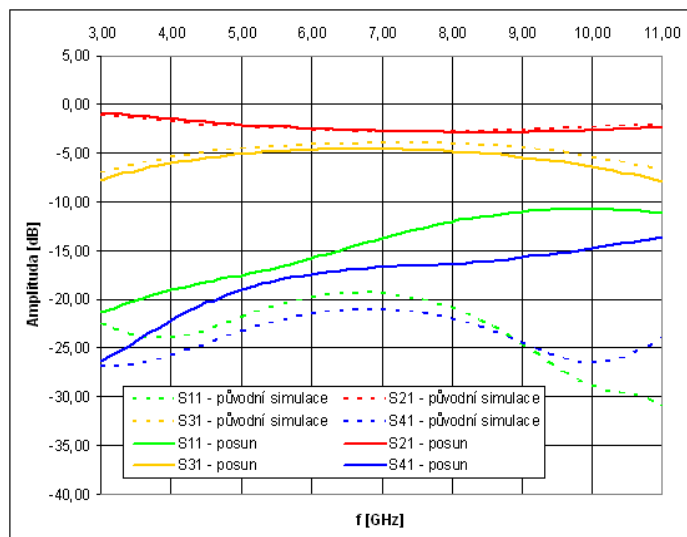
b)



b)



d)



e)

Obr. 32: Posun vrstev

- a) posun o 0,5 mm v kladném směru osy x , b) posun o 1 mm v kladném směru osy x , c) posun o 0,5 mm v kladném směru osy y ,
d) posun o 1 mm v kladném směru osy y , e) posun o 1 mm v kladném směru osy x a y

Z Obr. 32 je patrné, že u horizontálního posunu (ve směru osy x) nedochází ke zhoršení vazebního útlumu C . Naopak dochází ke zhoršení činitele odrazu na vstupu. Naproti tomu u vertikálního posunu (ve směru osy y) došlo k poklesu vazebního útlumu na hodnotu 5dB, ale i ke zlepšení činitele odrazu na vstupu. U možnosti e) došlo jak ke zhoršení vazebního útlumu o 1dB, tak ke zvětšení činitele odrazu.

Z těchto výsledků vyplývá, že tato struktura je odolná proti nepřesnému přiložení obou dielektrických desek.

4.5. Návrh širokopásmové 3dB N-sekční odbočnice

V této diplomové práci jsem navrhnul 2 N-sekční odbočnice. Jednu (3-sekční) na materiál Arlon 25N a druhou (2-sekční) na materiál Arlon AD600. Obě odbočnice pracují na středním kmitočtu $f_0 = 7$ GHz a velikost vazebního útlumu je $C = 3$ dB. V IE3D jsem použil porty typu Vertical localized.

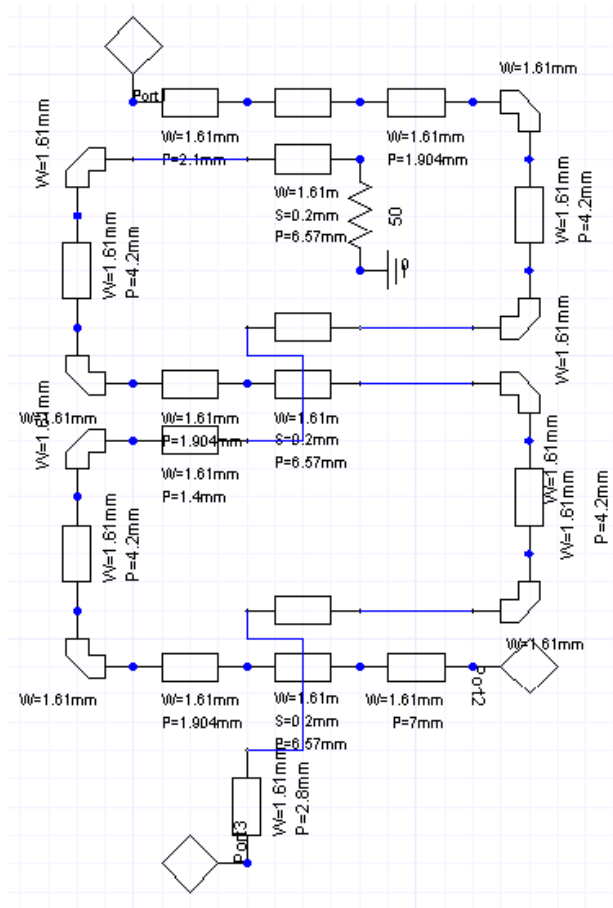
4.5.1. Návrh 3-sekční odbočnice

Podle postupu uvedeného v kapitole 3.2. jsem postupoval v návrhu této odbočnice. Nejdříve jsem si zvolil velikost vazební štěrbiny vazebního mikropáskového vedení $S = 0,2$ mm. Tato hodnota odpovídá minimální přípustné hodnotě, která se dá vyrobit ve školních podmínkách.

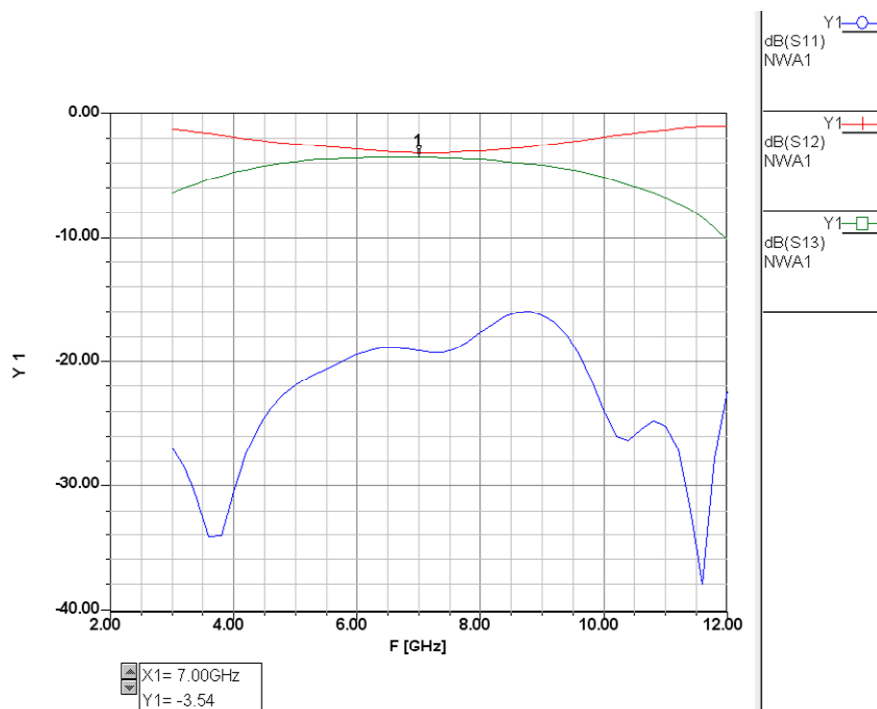
Pro výpočet hodnot vazebních mikropásků jsem použil obvodový simulátor programu Ansoft Designer. Pro různé hodnoty vazebních útlumů C_e , celkovou impedanci $Z_0 = 50 \Omega$, velikost vlnové délky $\lambda/4$ a pro zvolený substrát Arlon 25N jsem určil rozměry vazebních mikropásku. K zadané hodnotě štěrbiny $S = 0,2$ mm vychází impedance sudého vidu $Z_{0e} = 66 \Omega$, impedance lichého vidu $Z_{0o} = 38 \Omega$. Této hodnotě impedancí odpovídá podle **Obr. 21** počet sekcí 3. Výsledná velikost vázaného mikropáskového vedení je tato: délka vazebního mikropásku $P = 6,7$ mm, šířka mikropásku $W = 1,61$ mm a šířka štěrbiny $S = 0,23$ mm. Celkový vazební útlum jedné sekce C_e je 11,74 dB (**Obr. 22**).

V obvodovém simulátoru (*circuit simulator*) programu Ansoft Designer jsem daný model doladil na požadované hodnoty. Výsledné hodnoty mikropáskového vazebního vedení jsou $P = 6,57$ mm, šířka mikropásku $W = 1,61$ mm a šířka štěrbiny $S = 0,2$ mm. Kompletní obvodový model je na **Obr. 33**.

Výsledky S parametrů jsou uvedeny v **Obr. 34**. Z tohoto průběhu je patrné, že výsledná odbočnice má výsledný vazební útlum C v rozmezí 4,8 – 8,8 GHz hodnotu 3,54 dB – 4,0 dB. Průchozí útlum je na frekvenci 7 GHz -3,18 dB a hodnota činitele odrazu S_{11} je lepší jak -19 dB.

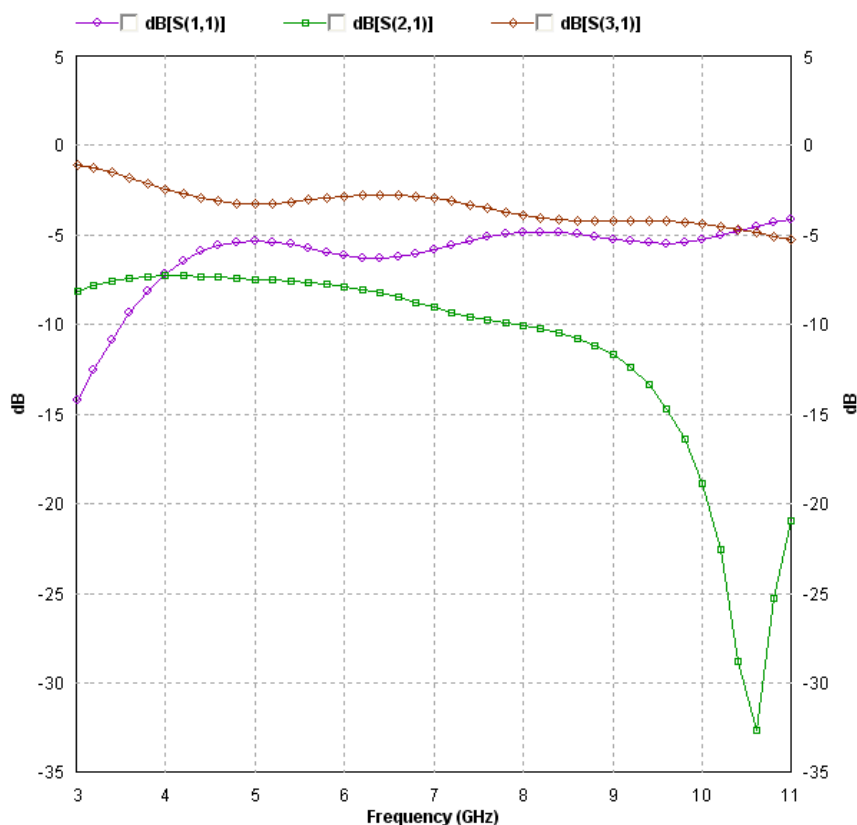


Obr. 33: Obvodový model 3dB tří-sekční odbočnice



Obr. 34: Výsledné S parametry 3dB tří-sekční odbočnice

Po vyladění v programu Ansoft Designer – Circuit simulator jsem tuto strukturu převedl do EM simulátoru IE3D. Při simulaci v EM simulátoru se objevil problém s použitím drátkových propojek. Na **Obr. 35** je patrné, jak došlo ke zhoršení vazebního přenosu S_{21} a ke zhoršení činitele odrazu na vstupu S_{11} .

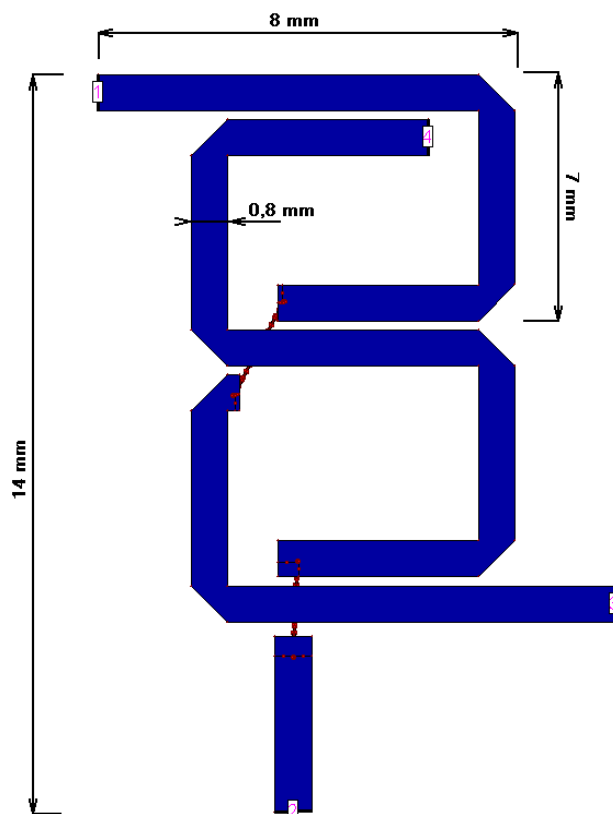


Obr. 35: S parametry 3-sekční odbočnice

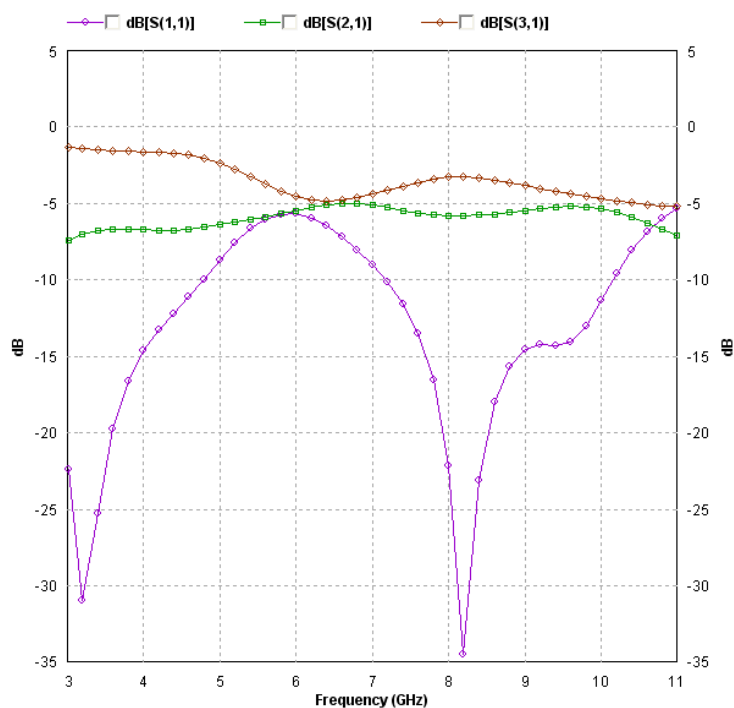
Za použití optimalizace jsem se snažil dosáhnout lepších hodnot vazebního útlumu a snížení činitele odrazu. Jako proměnné parametry jsem zvolil šířku mikropásku, šíři celé sekce a délku napájecích mikropásků. Při simulaci jsem měnil i počet a umístění propojovacích drátků. Tento typ propojování má veliký vliv na činitel odrazu a na celkový přenos. Výsledná struktura je na **Obr. 36**. Výsledná velikost vázaného mikropáskového vedení je tato: délka vazebního mikropásku $P = 4,3$ mm, šířka mikropásku $W = 0,83$ mm a šířka štěrby $S = 0,2$ mm.

Na **Obr. 37** jsou vidět konečné parametry odbočnice. Z grafu je patrný vliv činitele odrazu na vstupu, který je způsoben použitím drátkového spojení mikropásku. Z tohoto důvodu je vazební útlum zvlněný a dosahuje hodnot kolem 5 dB. Z tohoto důvodu jsem se

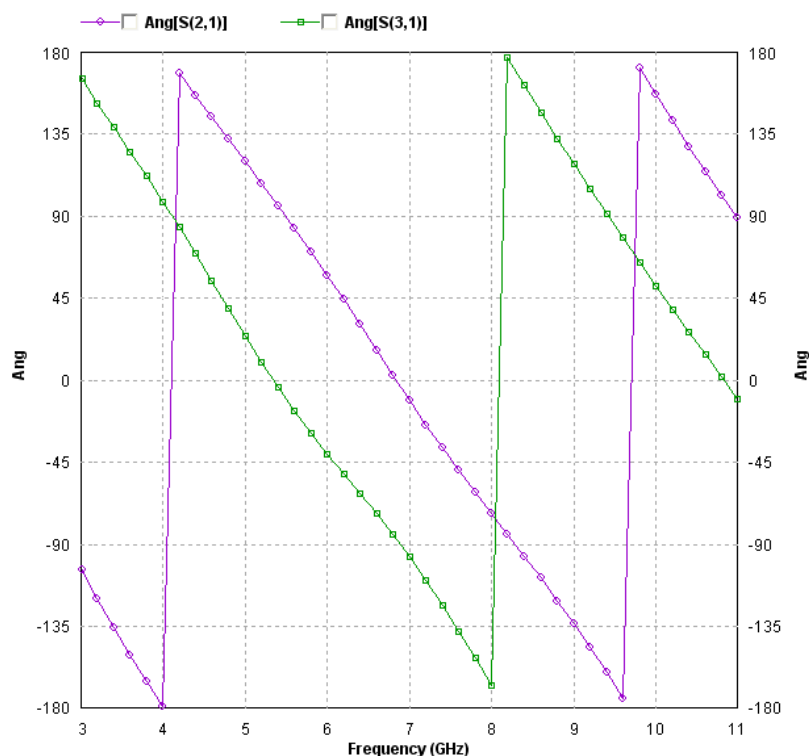
rozhodl zrealizovat 2-sekční odbočnici na substrátu Arlon AD600. Na **Obr. 38** je průběh fáze výstupních signálů. Obě výstupní brány jsou vůči sobě posunuty o 90° .



Obr. 36: Výsledný tvar 3-sekční struktury



Obr. 37: Výsledné S parametry 3-sekční odbočnice



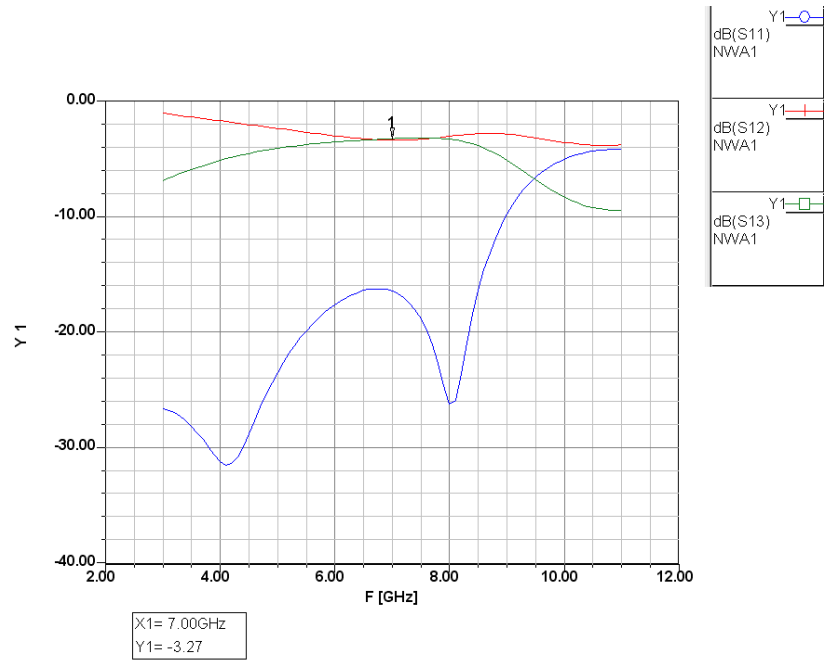
Obr. 38: Průběh fáze na bráně 2 a 3

4.5.2. Návrh 2-sekční odbočnice

Z důvodů použití drátkového propojení u 3-sekční odbočnice jsem se rozhodl vytvořit odbočnici tvořenou pouze dvěma sekcemi. Podle postupu návrhu v [10] jsem zvolil substrát Arlon AD 600.

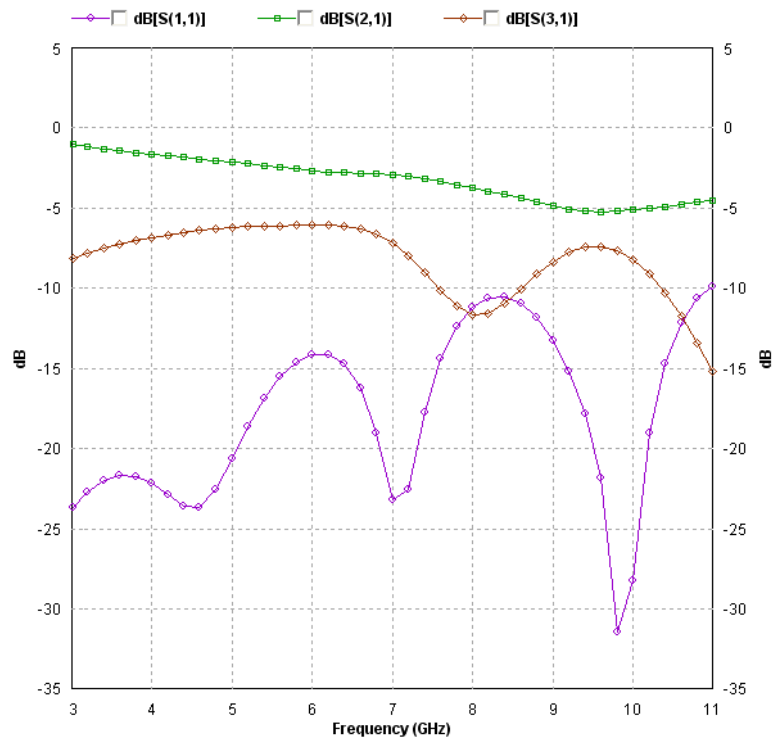
Při návrhu jsem vycházel z minimální hodnoty vazební štěrbin $S = 0,2$ mm. Vycházel jsem z impedance $Z_0 = 50 \Omega$ a ze zadaného substrátu AD 600. Hodnota vazebních útlumů jedné sekce C_e je pro počet sekcí 2 rovna $C_e = 8,34$ dB. Pomocí programu Ansoft Designer jsem určil impedance sudého vidu $Z_{0e} = 74,8 \Omega$, impedance lichého vidu $Z_{0o} = 33,4 \Omega$. Výsledná velikost vázaného mikropáskového vedení je tato: délka vazebního mikropásku $P = 5,1$ mm, šířka mikropásku $W = 1,86$ mm a šířka štěrbin $S = 0,25$ mm.

Na **Obr. 39** je průběh přenosů nasimulované odbočnice v obvodovém simulátoru. Odbočnice má výsledný vazební útlum C v rozmezí 4,6 – 8,2 GHz hodnotu 3,54 dB – 4,0 dB. Průchozí útlum je na frekvenci 7 GHz -3,27 dB a hodnota činitele odrazu S_{11} je lepší jak 16 dB.



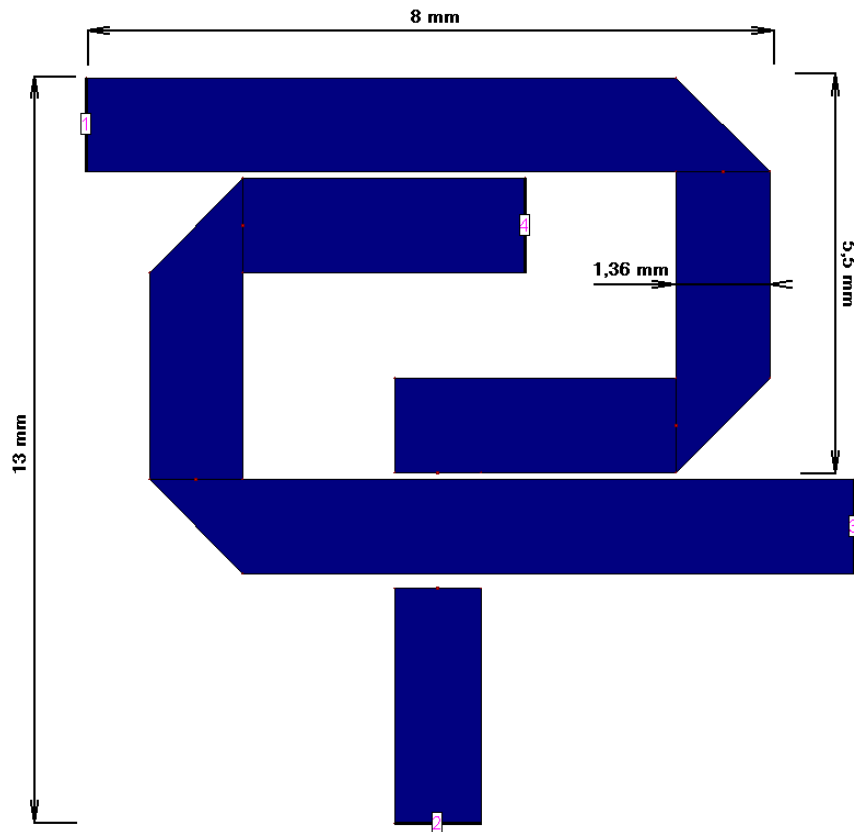
Obr. 39: Průběh S parametrů 2-sekční odbočnice navržené v obvodovém simulátoru

Danou strukturu jsem převedl do EM simulátoru IE3D, kde jsem tuto odbočnici simuloval. Na **Obr. 40** je opět patrný vliv drátkového spojení. Dále je vidět, že činitel odrazu na vstupu S_{11} od kmitočtu 8 GHz stoupá až k hodnotě -10 dB. Tento jev se objevil i u 3-sekční odbočnice a byl patrný i ve výsledcích v [10].



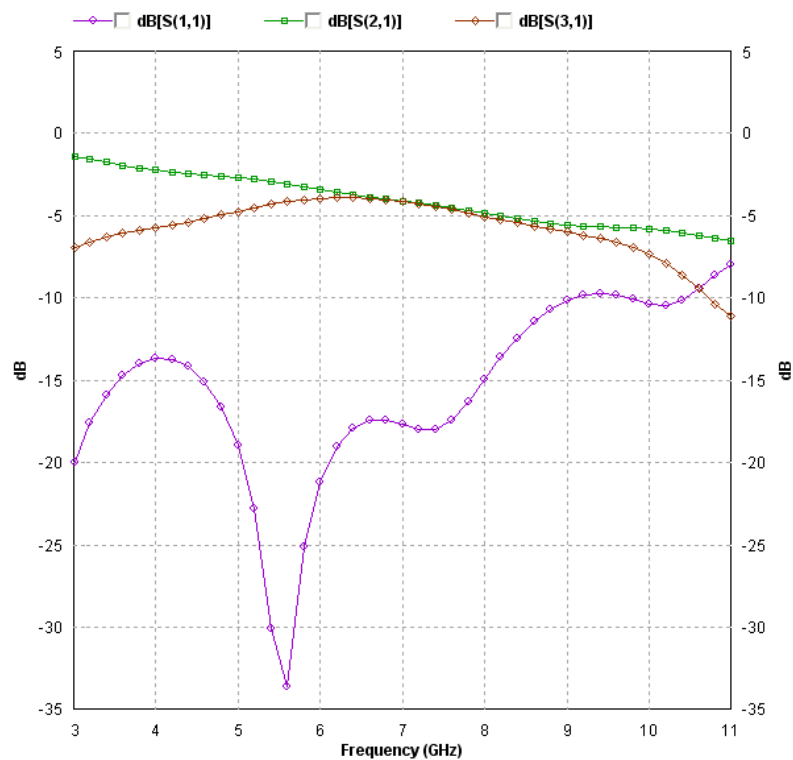
Obr. 40: S parametry neoptimalizované 2-sekční odbočnice

Abych dosáhl lepších výsledků. Provedl jsem optimalizaci odbočnice. Zaměřil jsem se na šířku mikropásku, na délku vazebního vedení a celkovou velikost sekce. Výsledná velikost odbočnice je na **Obr. 41**.

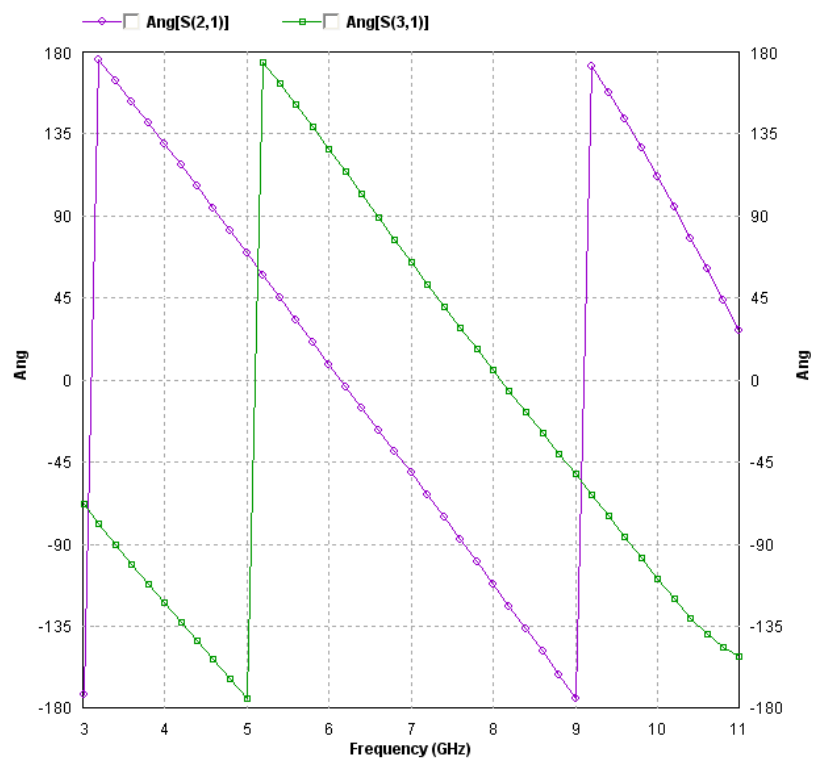


Obr. 41: Výsledný tvar 2-sekční struktury

Délka vazebního vedení $l = 4,1$ mm a šířka mikropásku $w = 1,36$ mm. Na Obr. 41 jsou zobrazeny výsledné S parametry. Vazební útlum na frekvenci 7 GHz je $C = 3,8$ dB. Šířka pásma je od 5,5 GHz do hodnoty 7,5 GHz. Činitel odrazu na vstupu je lepší jak 15 dB, ale od 9 GHz je hodnota S_{11} horší jak -10 dB (**Obr. 42**). Ukazuje se stejná degradace signálu jak v [10]. Fázový posun na bráně 2 a 3 je kolem 90° (**Obr. 43**).



Obr. 42: Výsledné S parametry 2-sekční odbočnice



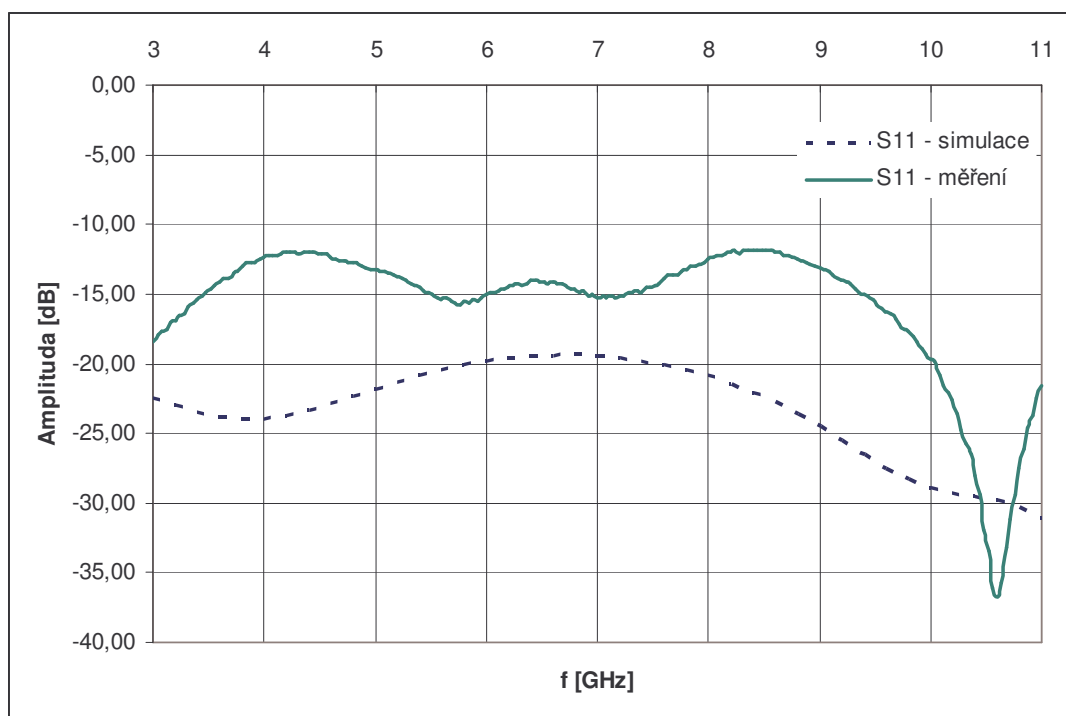
Obr. 43: Průběh fáze na bráně 2 a 3

5. Měření vybraných typů odbočnic

V této kapitole budou uvedeny naměřené kmitočtové charakteristiky všech tří širokopásmových odbočnic. Eliptickou odbočnici a 3-sekční odbočnici jsem navrhl na substrát Arlon 25N s parametry $\varepsilon_r = 3,28$, $h = 0,7878$ mm a $\tan \delta = 0,0025$. Dále jsem navrhnul 2-sekční odbočnici na substrát Arlon AD600 s parametry $\varepsilon_r = 6,15$, $h = 1,6$ mm a $\tan \delta = 0,003$. Na měření jsem použil vektorový analyzátor Agilent E8364B (kmitočtový rozsah 10 MHz až 50 GHz).

5.1. Eliptická odbočnice

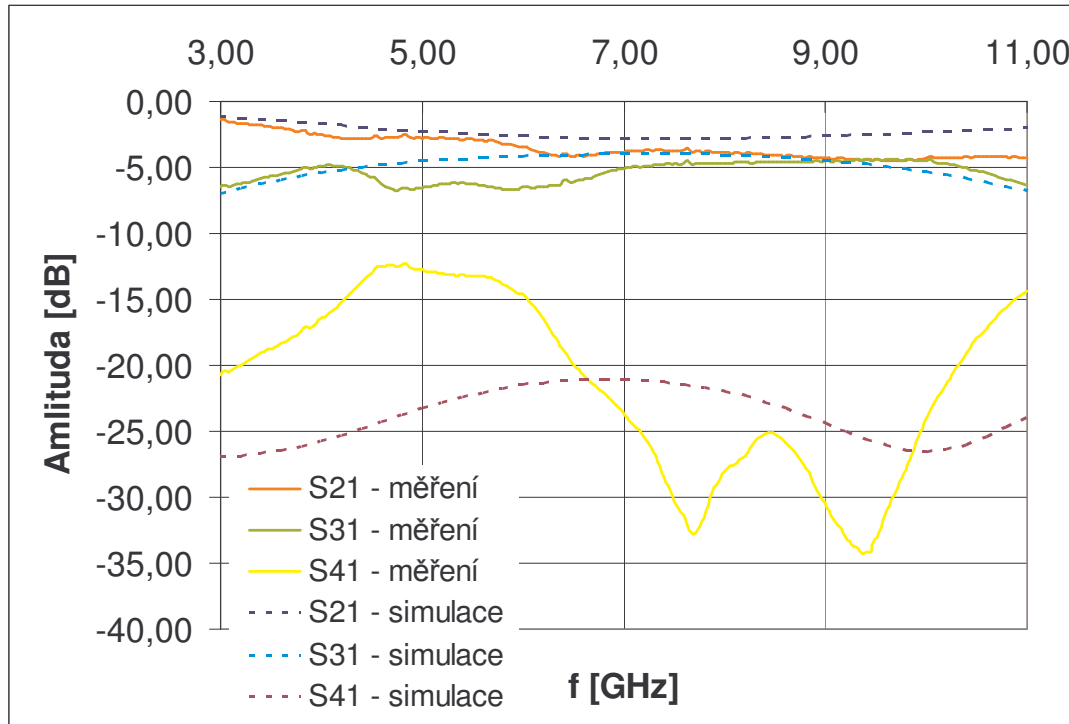
Naměřené kmitočtové charakteristiky jsem vynesl do grafů společně se simulovanými průběhy. Na **Obr. 44** je průběh činitele odrazu na vstupu. Naměřená hodnota je na středním kmitočtu $f_0 = 7$ GHz o 5dB větší, než v simulaci.



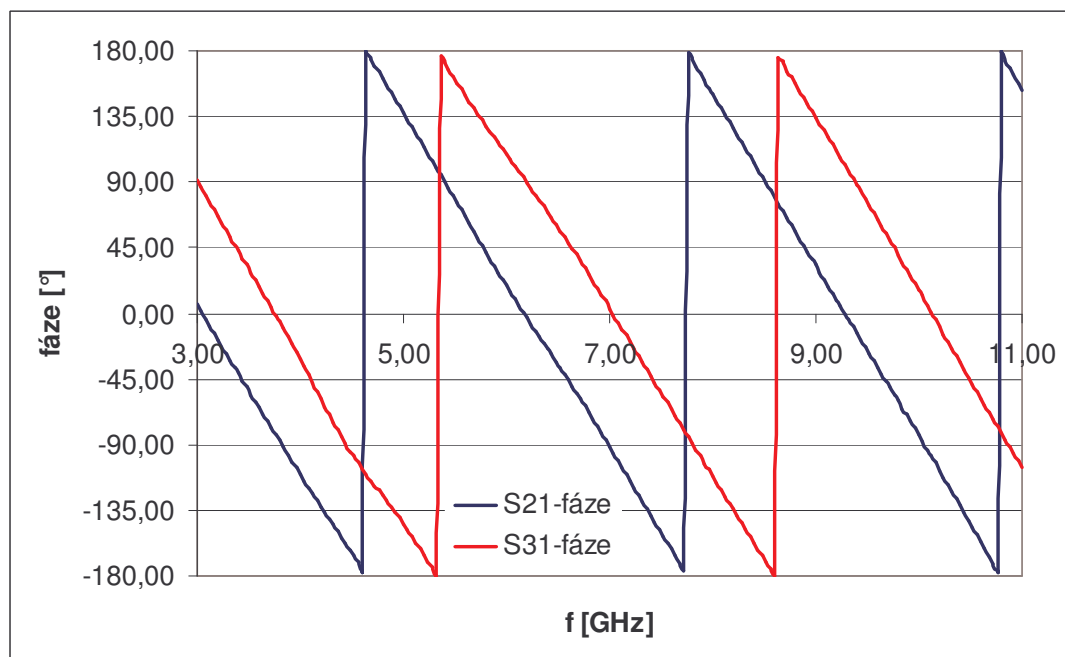
Obr. 44: Činitel odrazu na vstupu S_{11}

Obr. 45 obsahuje výsledné S parametry na výstupu. Průchozí útlum na středním kmitočtu $f_0 = 7$ GHz je -3,77 dB. Vazební útlum je -5 dB. To by odpovídalo vzájemnému

posunu obou substrátů ve směru osy x . Pokud zanedbáme pokles vazebního útlumu až na hodnotu $-6,5$ dB v rozmezí $4,9 - 7$ GHz, bylo by lze tuto odbočnici použít v pásmu $3,8 - 10,4$ GHz, z toho vyplývá, že se jedná o UWB odbočnici. Přenos do izolovaného portu je na vyšších kmitočtech lepší než ukazuje simulace. Fáze na výstupu portu 2 a 3 jsou vzájemně posunuty o 90° (**Obr. 46**).



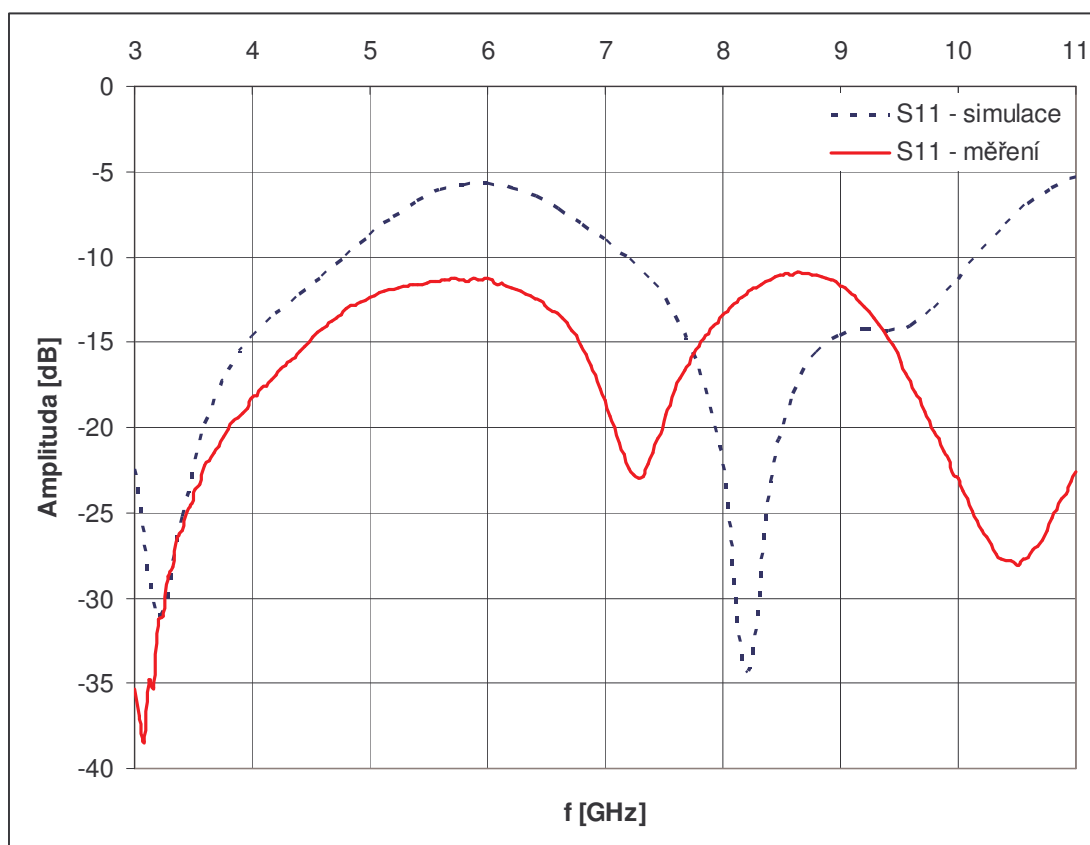
Obr. 45: Výsledné S parametry na výstupu



Obr. 46: Změřený průběh fáze na bráně 2, 3

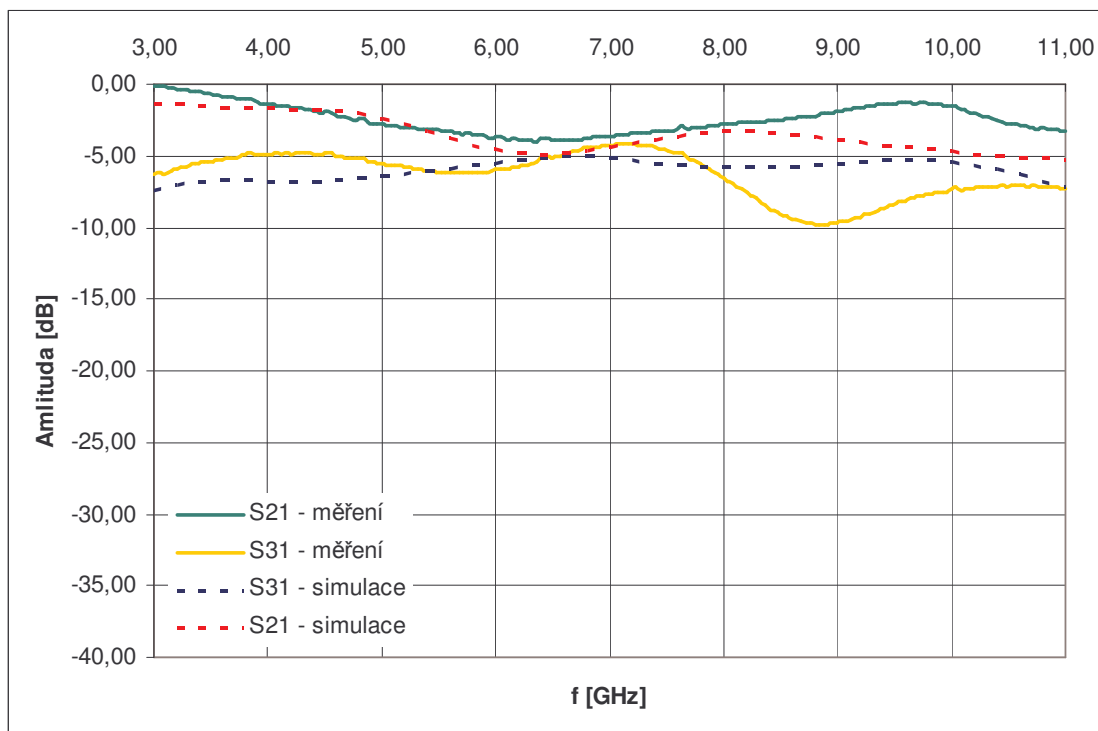
5.2. 3-sekční odbočnice

Naměřené kmitočtové charakteristiky jsem vynesl do grafů společně se simulovanými průběhy. Na **Obr. 47** je průběh činitele odrazu na vstupu. Naměřená hodnota je na středním kmitočtu $f_0 = 7$ GHz o 10dB lepší než v simulaci.

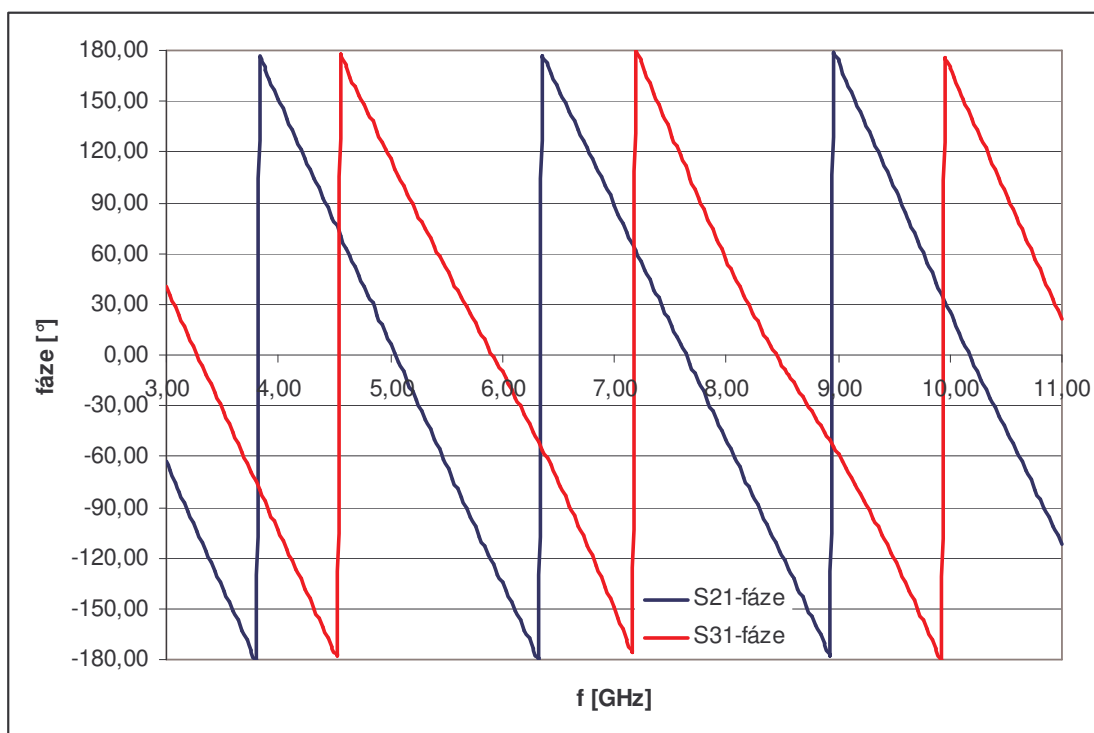


Obr. 47: Činitel odrazu na vstupu S_{11}

Obr. 48 obsahuje výsledné S parametry na výstupu. Průchozí útlum na středním kmitočtu $f_0 = 7$ GHz je -3,59 dB. Vazební útlum je -4,4 dB. Obě tyto hodnoty jsou lepší než předpokládala simulace. Vazební útlum je horší než simulace na kmitočtu 8 – 10,7 GHz. Pásmo použitelnosti je tudíž pouze od 4 – 7,6 GHz. Fáze na výstupu portu 2 a 3 nejsou vzájemně posunuty o 90° (**Obr. 49**), ale asi o 60° . Nesouhlas naměřených hodnot se simulací může být způsoben použitím drátkových propojek. Další možnost je nepřesné vyrobení odbočnice ve školních podmínkách, kdy se nedocílí ostrých hran a přesných velikostí vazebních šterbin a šířky mikropásků.



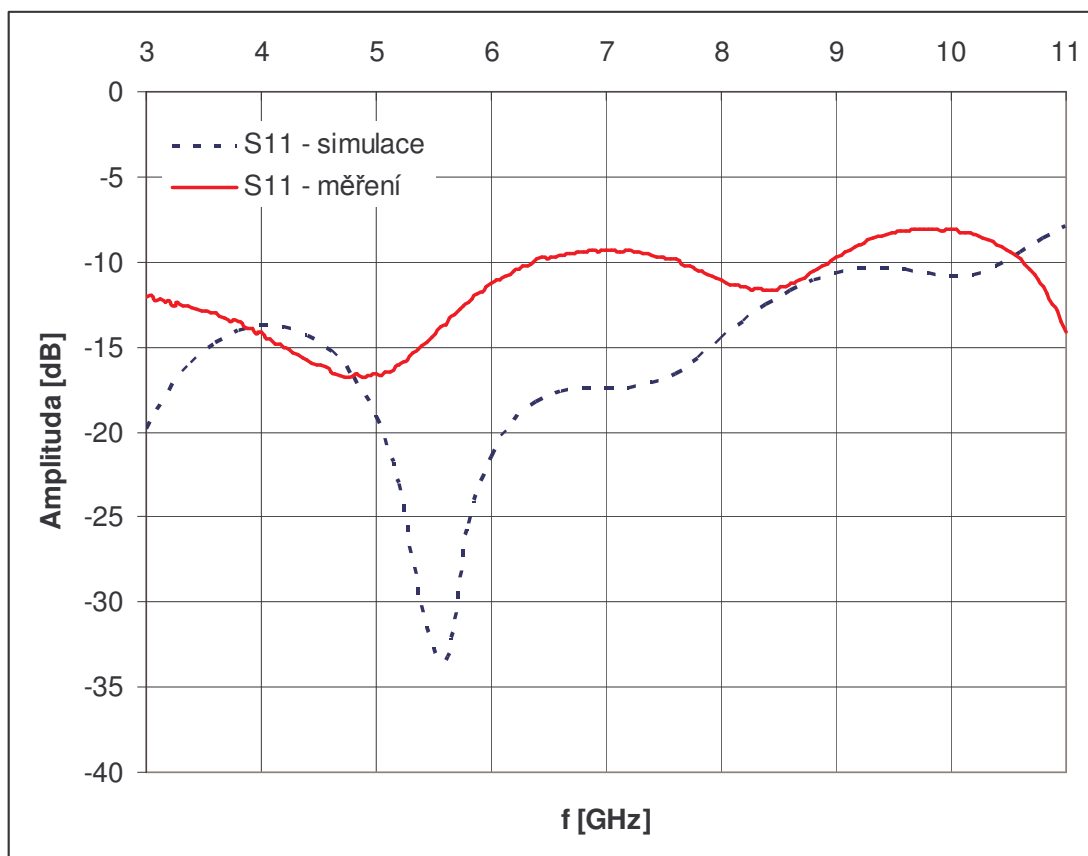
Obr. 48: Výsledné S parametry na výstupu



Obr. 49: Změřený průběh fáze na výstupu

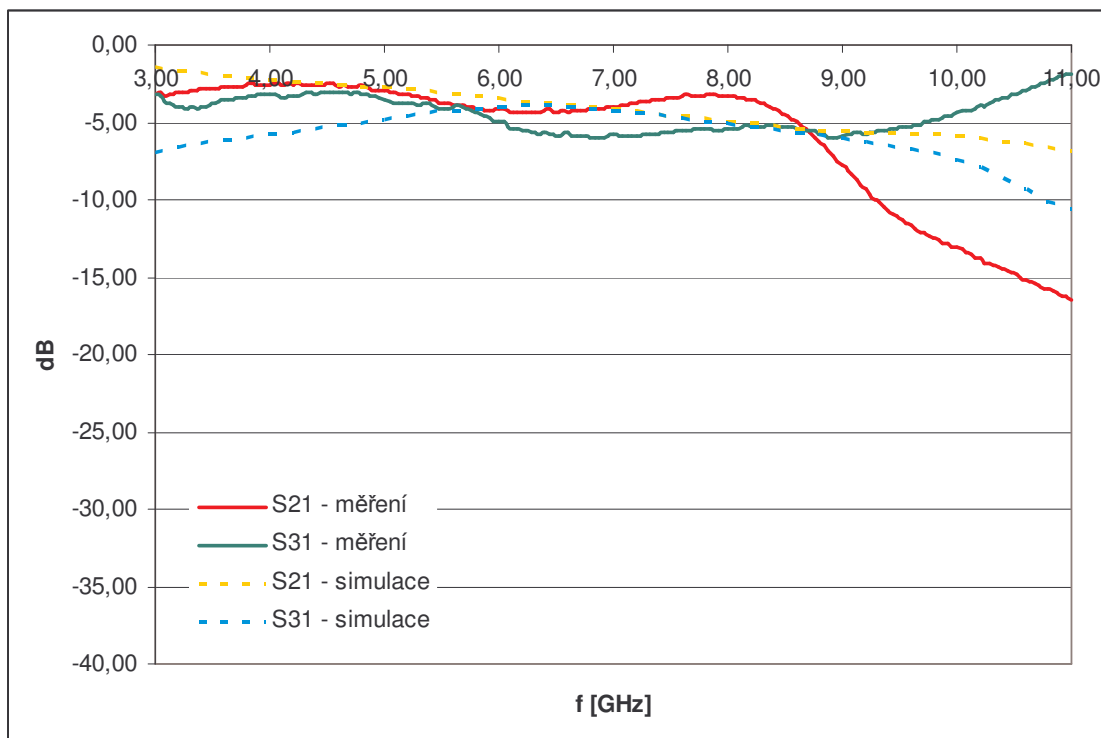
5.3. 2-sekční odbočnice

Naměřené kmitočtové charakteristiky jsem vynesl do grafů společně se simulovanými průběhy. Na **Obr. 50** je průběh činitele odrazu na vstupu. Naměřená hodnota je na středním kmitočtu $f_0 = 7$ GHz o 8 dB horší než v simulaci. Dokonce je vyšší jak -10 dB.

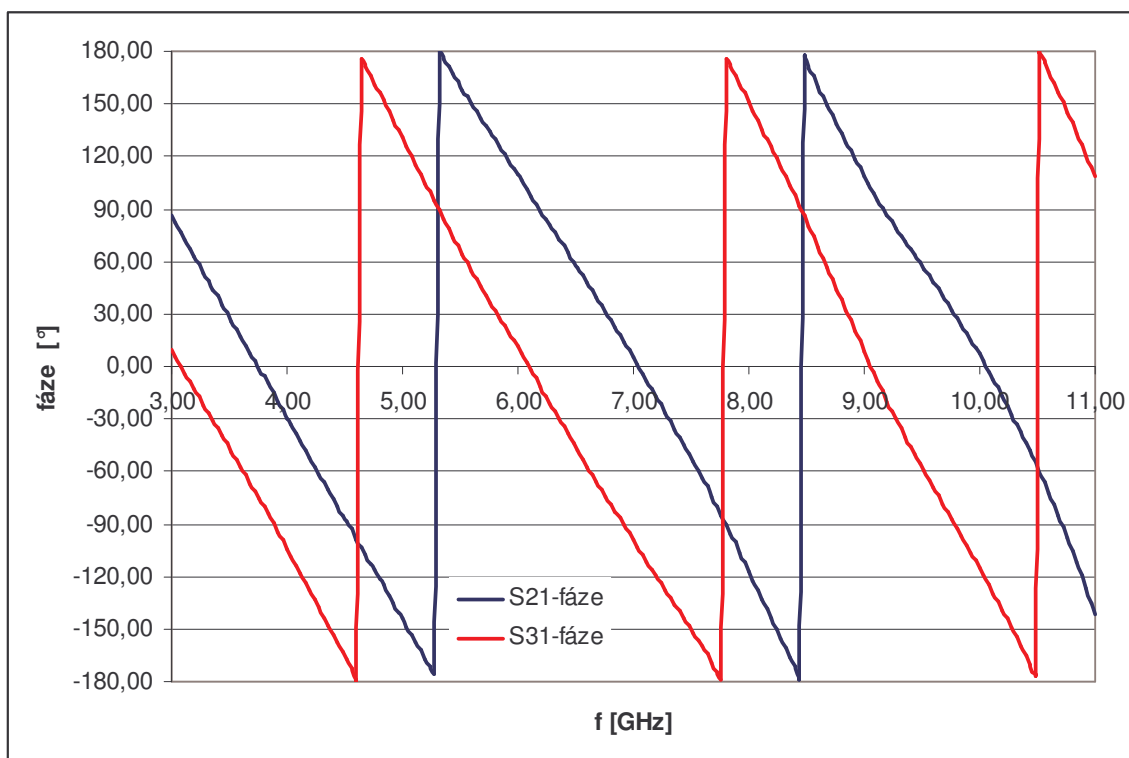


Obr. 50: Činitel odrazu na vstupu S_{11}

Obr. 51 obsahuje výsledné S parametry na výstupu. Průchozí útlum na středním kmitočtu $f_0 = 7$ GHz je -4,1 dB. Vazební útlum je -5,9 dB. Hodnota průchozího útlumu do kmitočtu 8,7 GHz odpovídá simulaci, poté dochází k poklesu až na hodnotu -16 dB. Vazební útlum je v pásmu 3 – 5,5 GHz a 8 – 11 GHz lepší než udává simulace. Na kmitočtu 5,5 - 8 GHz je vazební útlum o 2 dB než je předpoklad. Fáze na výstupu portu 2 a 3 jsou vzájemně posunuty o $90^\circ \pm 10^\circ$ (**Obr. 52**). Opět jako v případě 3-sekční odbočnice i zde má vliv nepřesné vyrobení struktury.



Obr. 51: Výsledné S parametry na výstupu



Obr. 52: Změřený průběh fáze na výstupu

6. Závěr

Náplní této diplomové práce bylo seznámit se s planárními vazebními členy, prostudovat jejich principy. Ze získaných poznatků namodelovat vybrané vazební členy a následně je realizovat.

V první kapitole jsem prostudoval různé typy mikropáskových vazebních členů. Popsal různé typy 3-portových a 4-portových struktur. Dále jsem definoval základní parametry směrových odbočnic, jako je vazební útlum, směrovost a izolace. V druhé kapitole jsem popsal základní mikropásková vedení. Odvodil rovnice pro výpočet relativní permitivity šířky mikropásku. Dále jsem popsal postup výpočtu vázaného mikropáskového vedení.

V kapitole 3 jsem se zaměřil na návrh širokopásmových směrových odbočnic. Celkem jsem popsal 3 typy těchto odbočnic a určil postup jejich návrhu. V následující kapitole jsem vybrané odbočnice navrhnul. Jako materiál jsem použil Arlon 25N s relativní permitivitou substrátu $\varepsilon_r = 3,28$, výškou substrátu $h = 0,78\text{mm}$ a činitelem dielektrických ztrát $\delta = 0,0025$. Jako druhý substrát se použije Arlon AD600 s relativní permitivitou $\varepsilon_r = 6,15$, výškou substrátu $h = 1,6\text{mm}$ a činitelem dielektrických ztrát $\delta = 0,003$. Všechny odbočnice pracují na kmitočtu $f_0 = 7\text{ GHz}$. Jako porty jsem použil SMA port typu S029.

Podle kapitoly 3 jsem vybrané odbočnice navrhnul a následně provedl optimalizaci kvůli doladění výsledné struktury. První navržená a následně realizovaná odbočnice je tzv. eliptická. Hlavní výhoda této odbočnice je její velká širokopásmovost. Tato odbočnice může pracovat v rozmezí kmitočtů 3,8 – 10,4 GHz. Hlavní nevýhodou této odbočnice je nutnost použití dvou substrátů. Při realizaci je největší problém se správným umístěním obou vrstev dielektrika a napájení portů na společnou zem.

Další navržené struktury jsou 2 N-sekční odbočnice. 3-sekční odbočnice je navržena na substrát Arlon 25N. Při návrhu se vyskytl problém se simulací drátkového spojení. Odměřená struktura má lepší vlastnosti než jsou výsledky simulace. Pracovní pásmo je v rozmezí 4 – 7,6 GHz. Druhá odbočnice je 2-sekční. Ta je realizována na materiálu Arlon AD600. Výhodou je nutnost použití pouze jednoho drátkového spojení. U obou těchto odbočnic je vidět vliv drátků na kmitočtech větších jak 7 GHz. Proto tato struktura je vhodná pro menší kmitočty, kde vliv drátkového spojení není tak velký. Všechny naměřené hodnoty jsem vynesl do grafů spolu s hodnotami simulace kvůli porovnání.

Nerealizoval jsem Langeovu odbočnici. Tato odbočnice má vazební šterbinu velkou pouze 0,1 mm, což je ve školních podmínkách nerealizovatelné. Navíc se jevila složitá realizace propojek skrz mikropásky o tloušťce 0,5 mm.

Nejlépe se ze všech odbočnic se jeví eliptická odbočnice pro svou velkou širokopásmovost a vysokou tolerancí usazení druhého substrátu. Její další výhodou je dobrý činitel odrazu na vstupu. Problém může nastat při samotné realizaci, kdy na jednu společnou zem musíme napájet porty z obou vrstev. Výhoda N-sekční odbočnice je její relativně jednoduchý návrh. Další výhodou je jak její širokopásmovost, tak i možnost pomocí přidávání sekcí docílit téměř libovolné hodnoty vazebního útlumu C . Nevýhodou je použití drátkového propojení jednotlivých mikropásek a s tím spojený vysoký útlum na vyšších kmitočtech. Kvůli tomu je výhodné tento typ odbočnice realizovat na kmitočtech 2 – 6 GHz.

Použitá literatura

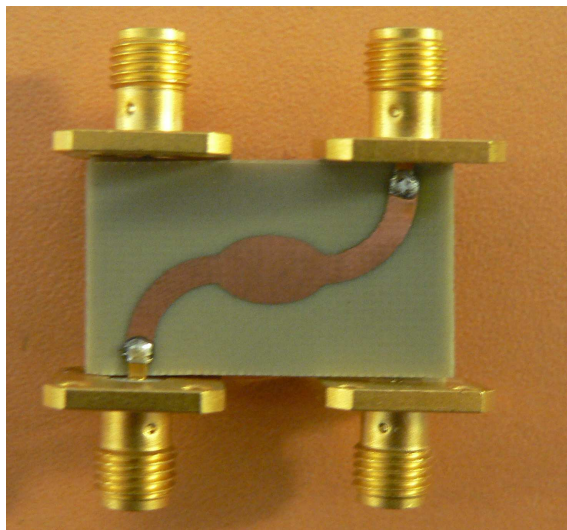
- [1] Pozar, M.D.: Microwave Engineering. Addison-Wesley Publish. Com., Massachusetts 1993
- [2] Microwave encyclopedia, Couplers and splitters. Dostupná na <http://www.microwaves101.com/encyclopedia/couplers.cfm> .
- [3] RAIDA, Zbyněk. Multimediální učebnice, mikrovlnná technika [online]. Brno : Ústav radioelektroniky FEKT VUT, 2001. Dostupná z WWW: <<http://www.urel.feec.vutbr.cz/~raida/multimedia/index.html>>.
- [4] HANUS, Stanislav; SVAČINA, Jiří. Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika, Přednášky. Brno: VUT, 2005. 210 s. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. ISBN 80-214-2222-X
- [5] LIAO, Shry-Sann. *Compact Planar Microstrip Branch-Line Couplers Using the Quasi-Lumped Elements Approach With Nonsymmetrical and Symmetrical T-Shaped Struktura*, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, VOL. 54, NO. 9, September 2006
- [6] HOFFMANN, Karel. Planární mikrovlnné obvody., Praha, 2000. 145 s. Nakladatelství ČVUT. ISBN 978-80-01-03705-8
- [7] CHIU, Jui-Chieh; LIN, Chih-Ming; WANG, Yeong-Her. *A 3-dB Quadrature Coupler Suitable for PCB Circuit Design*, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, VOL. 54, NO. 9, September 2006
- [8] PERLOW, S.M. ;PRESSER, A. *The Interdigitated Three-Strip Coupler*, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. MTT-32, No. 10, October 1984
- [9] ABBOSH, Amin M; BIALKOWSKI, Marek E. *Design of Compact Directional Couplers for UWB applications*, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, VOL. 55, NO. 2, February 2007
- [10] CHO, Jeong-Hoon; HWANG, Hee-Yong; YUN, Sang-Won. *A design of wideband 3-dB coupler with N-section microstrip tandem structure*, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, VOL. 15, NO. 2, February 2005
- [11] www.zeland.com
- [12] www.ansoft.com

Seznam zkratk

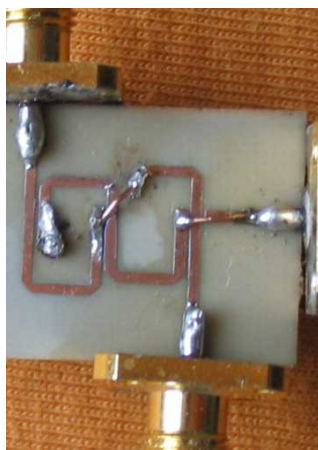
C	vazební útlum (coupling)
D	směrovost (directivity)
EM	simulátor elektromagnetického pole
HEM	hybridní elektromagnetická vlna
I	izolace (isolation)
TE	transversálně elektrická vlna
TEM	transversálně elektromagnetická vlna
TM	transversálně magnetická vlna
TRL	přenosové vedení (transmission line)
UWB	velká širokopásmovost (ultra-wideband)
WB	širokopásmovost (wideband)

Příloha – fotky navržených směrových odbočnic

1 – eliptická odbočnice



2 – 3-sekční odbočnice



3 – 2-sekční odbočnice

